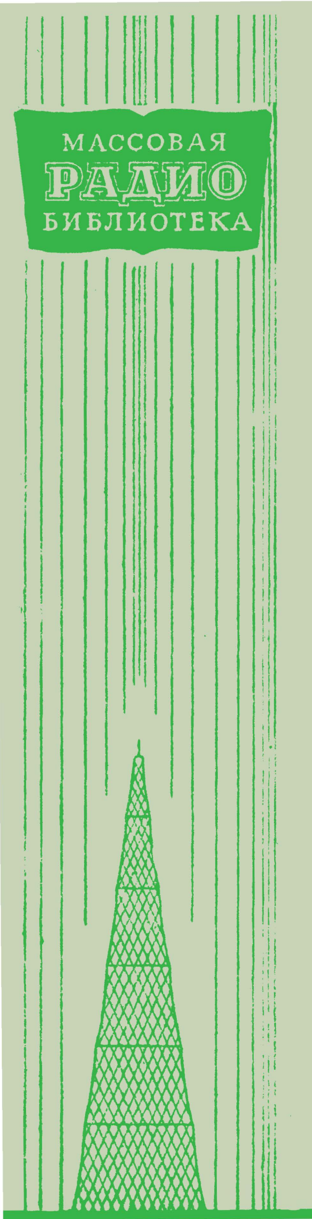
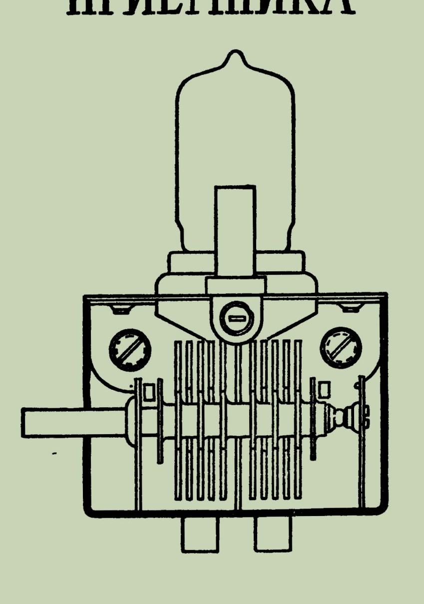


И. И. ЛЕВЕНСТЕРН

УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВЫЙ ТРАКТ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ
1956

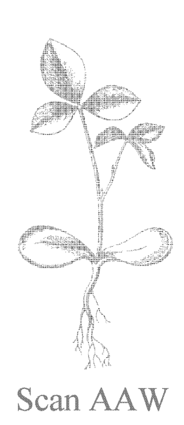
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 253

И. И. ЛЕВЕНСТЕРН

УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВЫЙ ТРАКТ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА







ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД

В брошюре рассматриваются методы построения ультракоротковолнового тракта современного радиовещательного приемника, позволяющие обеспечить его высокие качественные показатели.

Брошюра рассчитана на подготовленного радиолюбителя.

Автор *Левенстерн Иван Иванович* — **Ультракоротковолновый тракт радиовещательного приемника**

* * *

Редактор *Ф. И. Тарасов* Технич. редактор *И. М. Скворцов*

Сдано в набор 25/IV 1956 г. Подписано к печати 5/VII 1956 г.
Бумага 84×108 1/32 Объем 3,28 п. л. Уч.-изд. л. 3,7
Т-06869 Тираж 50 000 экз. Цена 1 р. 50 к. Заказ 1226

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫМ ПРИЕМНИКАМ НА УКВ ДИАПАЗОНЕ

Современные радиовещательные приемники наряду с длинноволновым (ДВ), средневолновым (СВ) и коротковолновыми (КВ) диапазонами, предназначенными для приема амплитудно-модулированных сигналов (АМ), имеют и ультракоротковолновый (УКВ) диапазон для приема сигналов, модулированных по частоте (ЧМ). Ниже приводятся основные требования к таким радиоприемникам на УКВ диапазоне.

Диапазон принимаемых частот. Для обеспечения высокого качества ЧМ вещания каждый канал должен быть рассчитан на полосу частот порядка 250—300 *кгц*. В связи с этим ЧМ вещание ведется на метровых волнах, в диапазоне которых можно разместить большое число станций с достаточно широкой полосой частот. В СССР для ЧМ вещания отведен диапазон частот 64,5—73 *мггц,* причем ширина каждого вещательного канала равна 250 *кгц*.

Чувствительность приемника определяется величиной э. д. с. в его антенне, которая обеспечивает при девиации частоты, равной 30% от максимальной, колебательную мощность на выходе приемника, равную 0,1 от максимальной. При этом отношение *сигнал/шум* на выходе приемника должно быть не меньше определенной величины, обеспечивающей вполне удовлетворительное качество приема сигналов (обычно 20—30 раз или 26—30 *дб*). Современные приемники обладают чувствительностью от нескольких микровольт до нескольких десятков микровольт (в зависимости от класса и стоимости приемника).

Избирательность по соседнему каналу характеризуется величиной ослабления приемником сигнала, ближайшего по частоте вещательного канала (в СССР соседние вещательные каналы разнесены на 250 *кгц*). Она измеряется

обычно в децибелах и в современных приемниках колеблется в пределах 26—52 *дб* (ослабление в 20—400 раз).

Избирательность по зеркальному каналу показывает величину ослабления приемником сигнала, отстоящего от принимаемого сигнала на удвоенное значение промежуточной частоты УКВ диапазона. Для современных приемников она составляет не менее 20 *дб* (ослабление не менее чем в 10 раз).

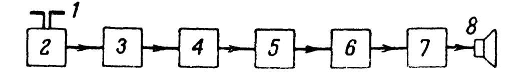
Подавление паразитной амплитудной модуляции. Под этим понимается величина ослабления приемником звукового напряжения на его выходе, обусловленного паразитной амплитудной модуляцией сигнала помехой. Величина подавления паразитной амплитудной модуляции измеряется при номинальной чувствительности приемника. Первоначально подаваемый на вход приемника сигнал модулируется по частоте, причем девиация частоты устанавливается равной 30% от максимальной. Далее частотная модуляция снимается, и при том же уровне входного сигнала последний модулируется по амплитуде с глубиной модуляции, равной 30%. Отношение выходного напряжения приемника, полученного при частотной модуляции, к его выходному напряжению при амплитудной модуляции и является показателем подавления паразитной амплитудной модуляции. Эта величина характеризует помехоустойчивость приема и в современных приемниках колеблется в пределах 20—40 *дб*.

Напряжение гетеродина на входе приемника, нагруженном на эквивалент антенны, характеризует величину паразитного излучения приемником колебаний гетеродина. Для снижения возможных помех радиоприему эта величина должна быть достаточно малой. В зависимости от класса приемника напряжение гетеродина на входе приемника может быть от нескольких милливольт до 10—20 *мв*.

Кроме рассмотренных выше требований и показателей к радиовещательным приемникам, имеющим УКВ диапазон для приема ЧМ сигналов, предъявляются еще повышенные требования в отношении качества звучания. В связи с этим более жесткие требования предъявляются как к усилителю низкой частоты (УНЧ) приемника, так и к его акустической системе. В современных высококачественных приемниках частотная характеристика всего тракта лежит обычно в пределах 40—12 000 *гц*. Нелинейные искажения при этом не превышают 3—5%.

БЛОК-СХЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ С УКВ ДИАПАЗОНОМ

Приемник частотно-модулированных сигналов. В настоящее время УКВ тракт радиовещательных приемников строится по супергетеродинной схеме, так как только в этом случае могут быть обеспечены требуемые от приемника высокие качественные показатели. На фиг. 1 изображена блок-схема приемника ЧМ сигналов, построенного по супергетеродинной схеме. Для наглядности в блок-схему введен отдельный ограничитель амплитуды, который в современных приемниках обычно отсутствует, так как подавление паразитной амплитудной модуляции выполняется почти всегда частотным детектором (детектором отношений).



Фиг. 1. Блок-схема приемника частотно-модулированных сигналов.

1 — антенна; *2*—входная цепь, *3* — усилитель высокой частоты, *4*—преобразователь частоты; *5*— усилитель промежуточной частоты, один или два последних каскада которого работают в режиме ограничения, *6* — частотный детектор, *7*— усилитель низкой частоты; *8* — громкоговоритель.

Входная цепь, представляющая собой либо двухконтурный полосовой фильтр, либо одиночный колебательный контур, обеспечивает высокое значение реальной чувствительности приемника. Последняя характеризуется той минимальной величиной полезного сигнала в антенне, при которой уже обеспечивается отношение полезного сигнала к внутреннему шуму на выходе приемника, необходимые для его качественной работы.

Каскад усиления высокой частоты (УВЧ) введен для повышения реальной чувствительности приемника. Кроме того, распределение общего усиления приемника между усилителями высокой и промежуточной частоты, работающими на различных частотах, целесообразно и с точки зрения повышения устойчивости работы приемника.

В каскаде УВЧ применяются либо пентоды с заземленным катодом, либо триоды с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой. Значительно реже и притом только в наиболее дорогих и высококачественных приемниках УВЧ содержит два каскада с двумя триодами (двойным триодом). В этом случае первый триод работает с заземленным катодом, а второй — с заземленной сеткой. Благодаря высокому входному сопротивлению первого кас-

када коэффициент передачи входной цепи имеет при этом наибольшее значение, что как следствие обеспечивает максимальную реальную чувствительность приемника. Второй триод с заземленной сеткой имеет малое входное сопротивление, вследствие чего коэффициент усиления первого каскада по напряжению близок к единице. Благодаря этому наличие обратной связи через емкость анод — сетка первого триода не вызывает паразитного самовозбуждения и неустойчивой работы усилителя.

В современных приемниках применяется исключительно односеточное преобразование частоты, обеспечивающее по сравнению с двухсеточным преобразованием на метровых волнах значительно более высокие качественные показатели. В каскадах преобразования частоты используются как пентоды, работающие по балансной схеме, так и триоды, работающие по двойной балансной схеме.

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ), состоящий в зависимости от требуемой чувствительности приемника из двух или трех каскадов, выполняется на пентодах, анодной нагрузкой которых служат полосовые фильтры, обеспечивающие высокую избирательность приемника по соседнему каналу.

В качестве частотного детектора используется главным образом детектор отношений и лишь в отдельных случаях применяются другие типы частотных детекторов (дискриминатор или фазовый детектор). Объясняется это тем, что детектор отношений совмещает функцию частотного детектора с функцией эффективного ограничителя паразитной амплитудной модуляции. Это позволит исключить из приемника специальный ограничитель амплитуды, что как следствие наряду с уменьшением числа элементов приемника обеспечивает высокую чувствительность детектора отношений.

Радиовещательный приемник с УКВ диапазоном. Рассмотрим теперь блок-схему радиовещательного приемника, имеющего наряду с ДВ, СВ и КВ диапазонами, предназначенными для приема АМ сигналов, УКВ диапазон, предназначенный для приема ЧМ сигналов.

Очевидно, что для уменьшения общего количества ламп приемника желательно все его лампы использовать как при приеме АМ, так и ЧМ сигналов. Однако, как показывает опыт, малое просачивание гетеродинного УКВ напряжения на вход приемника может быть обеспечено только в том случае, если высокочастотный УКВ блок, состоящий из

УВЧ и преобразователя, будет представлять собой единую, тщательно экранированную конструкцию. Для получения высоких качественных показателей преобразователя частоты на УКВ диапазоне следует использовать лампы и схемы, отличные от применяемых на других диапазонах. Если на ДВ, СВ и КВ диапазонах наилучшие результаты дает двухсеточное преобразование частоты при использовании многосеточных ламп, то на УКВ диапазоне наиболее эффективным является односеточное преобразование частоты с использованием специальных высокочастотных пентодов и триодов. Эти обстоятельства приводят к необходимости наличия раздельных трактов УВЧ и преобразования частоты при приеме АМ и ЧМ сигналов.

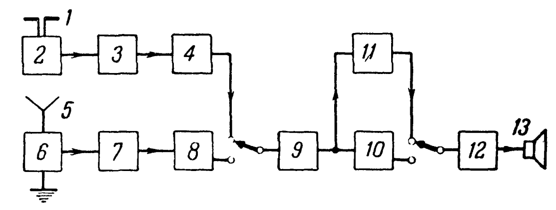
Кроме того, естественно, детектирование сигналов должно производиться различными устройствами, поскольку схемы детекторов АМ и ЧМ трактов, равно как и принципы их работы, существенно отличаются друг от друга.

Для получения малых нелинейных искажений полоса пропускания по промежуточной частоте при приеме ЧМ сигналов должна быть порядка 140—170 *кгц*. В связи с этим промежуточная частота ЧМ тракта выбирается порядка нескольких мегагерц (в СССР промежуточная частота ЧМ тракта выбрана равной 8,4 *мггц*).

Благодаря большой разнице между промежуточными частотами АМ и ЧМ трактов (промежуточная частота АМ тракта равна 465 *кгц*, а ЧМ тракта —8,4 *мггц*) УПЧ обоих трактов могут быть объединены без какого-либо усложнения коммутации приемника. Объединение достигается простым последовательным включением АМ и ЧМ полосовых фильтров в анодную цепь лампы усилителя. При этом полосовый фильтр ЧМ тракта на промежуточной частоте АМ тракта будет представлять собой очень незначительное индуктивное сопротивление (практически короткое замыкание), а полосовой фильтр АМ тракта на промежуточной частоте ЧМ тракта — незначительное емкостное сопротивление. Таким образом, взаимовлияние фильтров практически будет отсутствовать и, следовательно, уменьшения усиления за счет последовательного включения двух фильтров не произойдет.

Вследствие того, что полоса пропускания ЧМ тракта значительно шире полосы пропускания АМ тракта, коэффициент усиления каскада УПЧ на УКВ диапазоне меньше, чем на других диапазонах. Это заставляет в ряде случаев для получения требуемого усиления на УКВ диапа-

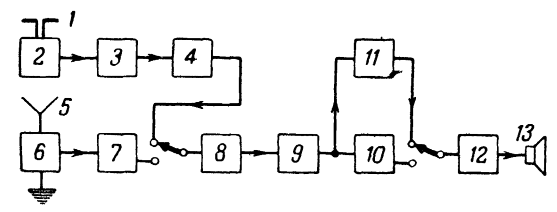
зоне либо добавлять еще один каскад, работающий лишь на УКВ диапазоне, либо для усиления промежуточной частоты на УКВ диапазоне использовать преобразователь АМ тракта, что, однако, требует усложнения коммутации приемника.



Фиг. 2. Блок-схема радиовещательного приемника с УКВ диапазоном.

1 — ультракоротковолновая антенна; *2* — входная цепь ЧМ; *3* —усилитель высокой частоты ЧМ; *4* — преобразователь частоты ЧМ; *5* — обычная антенна; *6* — входная цепь АМ; *7* — усилитель высокой частоты АМ, *8* — преобразователь частоты АМ; *9* — комбинированный усилитель промежуточной частоты ЧМ и АМ; *10* — детектор АМ; *11* — детектор ЧМ; *12* — усилитель низкой частоты; *13* — громкоговоритель.

В современных радиовещательных приемниках в каскаде преобразования частоты АМ тракта используется обычно триод-гептод. Триодная секция лампы работает при этом в качестве отдельного гетеродина, а гептодная — в качестве смесителя. На УКВ диапазоне гептодная секция лампы используется в качестве первого УПЧ.



Фиг. 3. Блок-схема радиовещательного приемника с дополнительным каскадом УПЧ на УКВ диапазоне.

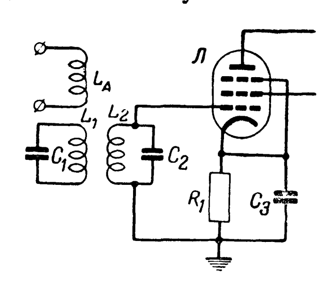
1 — ультракоротковолновая антенна; *2* — входная цепь ЧМ; *3* — усилитель высокой частоты ЧМ; *4* — преобразователь частоты ЧМ; *5* — обычная антенна; *6* — входная цепь АМ; *7* — усилитель высокой частоты АМ; *8* — преобразователь частоты АМ и усилитель промежуточной частоты ЧМ; *9* — комбинированный усилитель промежуточной частоты ЧМ и АМ; *10* — детектор АМ; *11* — детектор ЧМ; *12*—усилитель низкой частоты; *13* — громкоговоритель.

На фиг. 2 и 3 изображены два варианта блок-схемы радиовещательного приемника с УКВ диапазоном. На фиг. 2 дана блок-схема без дополнительного каскада УПЧ на УКВ диапазоне, а на фиг. 3 — блок-схема с дополнительным каскадом УПЧ на УКВ диапазоне, в качестве которого используется преобразователь частоты АМ тракта.

Возможен еще один вариант блок-схемы с дополнительным каскадом УПЧ на УКВ диапазоне, в котором используется отдельная лампа, работающая лишь на УКВ диапазоне и не используемая на ДВ, СВ и КВ диапазонах. По сравнению с блок-схемой, изображенной на фиг. 3, такое построение схемы приемника вызывает необходимость в дополнительной лампе, но зато упрощает коммутацию приемника.

ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

Входная цепь радиовещательного приемника на УКВ диапазоне должна обеспечивать наибольшую величину коэффициента передачи, что необходимо для получения максимального значения реальной чувствительности приемника. При этом неравномерность усиления в рабочем диапазоне частот не должна быть выше заданного значения, а ослабление зеркального канала, определяемое величиной действующей добротности входной цепи, не менее требуемой величины. Эта цепь может представлять собой либо полосовой фильтр, состоящий из двух колебательных контуров с фиксированной настройкой на центральную частоту диапазона, отведенного для ЧМ вещания, либо настраиваемый одиночный колебательный контур, или одиночный колебательный контур с фиксированной настройкой на центральную частоту УКВ диапазона.



Фиг. 4. Принципиальная схема двухконтурной входной цепи.

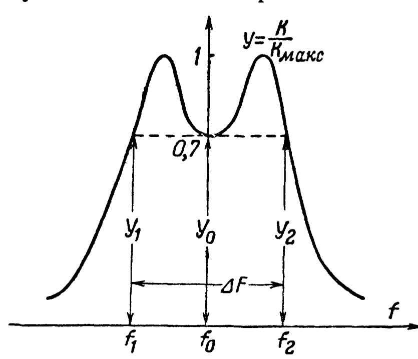
Двухконтурная входная цепь. Полосовой фильтр, состоящий из двух колебательных контуров с фиксированной настройкой на центральную частоту диапазона, отведенного для ЧМ вещания, применяется в том случае, когда необходимо упростить систему сопряжения гетеродинного контура с сигнальными. При наличии такого полосового фильтра во входной цепи перестройке подвергаются лишь анодный контур УВЧ и гетеродинный контур, что значительно упрощает должное согласование их настроек.

Полосовой фильтр, схема которого изображена на фиг. 4, применяется обычно при использовании в каскаде УВЧ пентода. Его параметры выбираются так, чтобы неравномерность усиления в заданной полосе частот, равной ширине

частотного диапазона, отведенного для ЧМ вещания, не превышала определенной величины (обычно 3 *дб*).

Наивыгоднейшей формой резонансной кривой полосового фильтра будет та, которая при заданной неравномерности в полосе пропускания обеспечивает наибольшие избирательность и усиление, т. е. позволяет иметь наибольшую величину добротности фильтра. Этому оптимальному случаю соответствует двугорбая резонансная кривая с равными значениями коэффициента передачи на границах полосы пропускания и на центральной частоте (фиг. 5), т. е. когда

$$У_1 = У_2 = У_0.$$



Фиг. 5. Оптимальная форма резонансной кривой двухконтурной входной цепи.

В случае, когда уменьшение коэффициента передачи от максимального равно 3 *дб* ($У_1 = У_2 = У_0 = 0{,}7$), действующая добротность полосового фильтра Q, центральная частота диапазона (резонансная частота фильтра) f_0 и полоса пропускания фильтра ΔF связаны между собой следующей зависимостью:

$$Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} = (3 \div 2{,}5)\frac{f_0}{\Delta F}, \qquad (1)$$

где Q_1 — действующая добротность первого фильтра с учетом затухания, вносимого в первый контур антенной;

Q_2 — действующая добротность второго фильтра с учетом затухания, вносимого во второй контур входным сопротивлением лампы;

$\Delta F = f_2 - f_1$ (f_2 и f_1 — крайние частоты диапазона, отведенного для ЧМ вещания).

С учетом того, что в настоящее время в СССР для УКВ ЧМ вещания отведен диапазон частот от 64,5 до 73 *мггц*, действующая добротность полосового фильтра должна быть около 20 ($Q = 20$).

Выбор емкости контуров полосового фильтра (C_1 и C_2 на фиг. 4) производится, исходя из требуемой устойчивости формы его резонансной кривой. Практически она берется равной 20—25 *пф*.

Для получения максимального коэффициента передачи двухконтурной входной цепи и симметричной резонансной кривой, обеспечивающей неравномерность коэффициента передачи в отведенном диапазоне частот не выше заданной, оба контура должны быть настроены в резонанс на частоте, равной цетральной частоте УКВ диапазона. При этом следует иметь в виду, что первый контур L_1C_1 должен быть настроен в резонанс с учетом реактивного сопротивления, вносимого катушкой связи антенны L_A (фиг. 4).

Кроме того, для получения максимальной величины коэффициента передачи полосового фильтра необходимо подобрать величину связи между L_A и L_1 таким образом, чтобы активное сопротивление, вносимое в первый контур антенной, равнялось активному сопротивлению первого контура. Первый контур при этом обычно шунтируют активным сопротивлением порядка 15—20 *ком*, что необходимо для получения требуемой полосы пропускания. Второй контур в такого рода дополнительном затухании не нуждается, так как он фактически шунтирован входным сопротивлением лампы *Л* каскада УВЧ. Величина входного сопротивления для ламп типа 6Ж1П и 6Ж3П, применяемых в каскадах УВЧ, равна примерно 1,5—2 *ком* (на частотах 64,5—73 *мггц*).

Величина связи между контурами полосового фильтра регулируется так, чтобы получить нужную полосу пропускания при заданной неравномерности коэффициента передачи.

При настройке обоих контуров в резонанс на центральной частоте и наивыгоднейших связях между антенной и первичным контуром, а также между контурами коэффициент передачи полосового фильтра может быть определен по приближенной формуле:

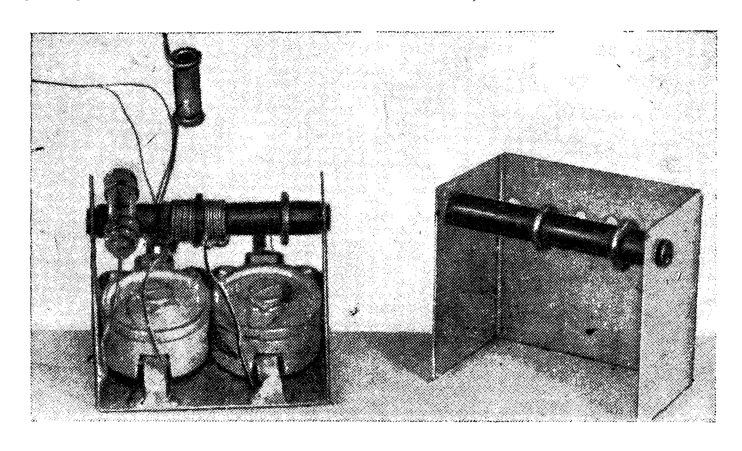
$$K_{вх} = 0,25 \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}}, \quad (2)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление лампы каскада УВЧ;
R_A — активное сопротивление антенны.

Обычно на УКВ диапазоне используется симметричная широкополосная антенна (например, шлейфвибратор Пистолькорса), связываемая со входом приемника фидером, волновое сопротивление которого выбирается равным входному сопротивлению антенны (при использовании шлейф-

вибратора Пистолькорса, входное сопротивление которого равно 300 *ом,* в качестве фидера используют ленточный симметричный кабель с волновым сопротивлением 300 *ом*).

На фиг. 6 изображен вариант конструкции входного полосового фильтра. Катушки контуров намотаны на пластмассовом каркасе диаметром 5—6 *мм,* закрепленном в скобе. На каркасе имеются два бортика, служащих для фиксации крайних положений вторичного (сеточного) контура. Для получения точной настройки обоих контуров сеточную катушку передвигают вправо. Связь между контурами при



Фиг. 6. Вариант конструкции входного полосового фильтра.

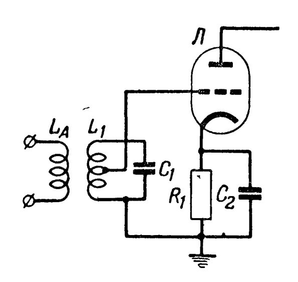
этом резко падает, и суммарная резонансная кривая становится одногорбой, что позволяет произвести точную настройку обоих контуров. После настройки сеточную катушку передвигают обратно к левому бортику, который определяет расстояние между катушками (0,7—1 *мм*), необходимое для получения двугорбой резонансной кривой. Для настройки контуров используются подстроечные конденсаторы типа КПК-1. Катушка связи состоит из трех-четырех витков и для увеличения коэффициента связи с катушкой первичного контура наматывается непосредственно рядом с последней.

Одноконтурная входная цепь. Перекрытие широкого частотного диапазона приводит к необходимости расширения полосы пропускания фильтра с фиксированной настройкой на центральную частоту УКВ диапазона. В результате приходится снижать действующую добротность фильтра, что

ведет к понижению коэффициента усиления входной цепи и как следствие к понижению реальной чувствительности приемника.

При использовании в каскаде УВЧ пентода с высоким входным сопротивлением целесообразно для повышения коэффициента передачи входной цепи применение одиночного настраиваемого колебательного контура. Объясняется это тем, что при высоком входном сопротивлении лампы действующая добротность контура (с учетом затухания, вносимого в контур лампой) получается большей, чем из условия обеспечения требуемой полосы пропускания, равной ширине диапазона, отведенного для УКВ ЧМ вещания.

Как следствие при использовании во входной цепи настраиваемого колебательного контура повышаются усиление и реальная чувствительность приемника. Однако при этом появляется необходимость в сопряжении настроек входной цепи, каскада УВЧ и гетеродина, что вызывает некоторые, главным образом конструктивные, затруднения.



Фиг. 7. Принципиальная схема одноконтурной входной цепи.

В качестве УКВ антенны приемника чаще всего используется симметричный шлейфвибратор с входным сопротивлением 300 *ом*. От антенны высокочастотная энергия подводится к приемнику симметричным ленточным кабелем, волновое сопротивление которого для обеспечения максимального отношения *сигнал/шум* должно равняться входному сопротивлению антенны.

Для перехода от симметричной линии к несимметричному входу приемника применяется трансформаторная связь контура с антенной. При этом усилительная лампа *Л* соединяется только с частью контура L_1C_1 (фиг. 7).

Величина связи между антенной и входным контуром подбирается равной оптимальной величине, при которой коэффициент передачи входной цепи имеет наибольшее значение. Оптимальная связь характеризуется равенством между сопротивлением, вносимым в контур антенной, и сопротивлением контура с учетом затухания, вносимым входным сопротивлением лампы. Так как практически собственное затухание входного контура много меньше затухания, обусловленного входным сопротивлением лампы, то можно счи-

тать, что оптимальная связь характеризуется равенством затуханий, вносимых в контур лампой и антенной.

Условие оптимальной связи, заключающееся в равенстве этих затуханий вне зависимости от их величины, позволяет, не понижая коэффициента передачи входной цепи, повысить ее избирательность, ослабив связь контура с лампой и антенной. Однако повышение избирательности без понижения коэффициента передачи входной цепи будет иметь место лишь до тех пор, пока вносимые затухания будут значительно превышать собственное затухание входного контура, определяемое его конструктивной добротностью.

При оптимальной связи коэффициент передачи одноконтурной входной цепи рассчитывается по формуле

$$K_{вх}=0,5\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}}. \quad (3)$$

Таким образом, при оптимальных условиях коэффициент передачи настраиваемого колебательного контура в 2 раза выше коэффициента передачи двухконтурного полосового фильтра, что дает значительный выигрыш в реальной чувствительности и усилении приемника.

При использовании в каскаде УВЧ триода с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой действующая добротность входного контура за счет малого входного сопротивления каскада УВЧ получается весьма низкой. Малая величина входного сопротивления таких каскадов объясняется тем, что в них весь контур или его часть обтекается анодным током лампы.

При низкой действующей добротности входного контура и относительно узком диапазоне, отведенном для УКВ ЧМ вещания, в ряде случаев нет необходимости перестраивать входной контур, так как при его фиксированной настройке на центральную частоту УКВ диапазона обеспечивается равномерное усиление всех вещательных каналов. Формула (3) справедлива и для этого случая, если под $R_{вх}$ понимается не входное сопротивление лампы, а входное сопротивление каскада УВЧ.

Для каскада с заземленной сеткой лампы входное сопротивление

$$R_{вх}=\frac{1,5\div 2}{S},$$

а для каскада с заземленной промежуточной точкой

$$R_{вх}=\frac{6\div 8}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы (триода).

УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

УКВ тракт радиовещательного приемника должен содержать каскад УВЧ, необходимый главным образом для обеспечения высокой реальной чувствительности приемника.

Современные лампы, обладающие большой крутизной характеристики, малой проходной емкостью, высоким входным сопротивлением и низким уровнем собственных шумов, позволяют строить весьма высокочувствительные приемники. Однако на обычных радиовещательных диапазонах ДВ, СВ и КВ высокая чувствительность приемника не может быть практически реализована из-за весьма значительного на этих диапазонах уровня атмосферных и индустриальных помех.

На УКВ диапазоне, используемом для ЧМ вещания, уровень атмосферных и индустриальных помех сравнительно мал. К тому же при наличии эффективного подавления паразитной амплитудной модуляции, что в правильно сконструированном приемнике всегда имеет место, влияние помех на качество приема будет значительно ослаблено. Таким образом, минимальная величина сигнала в антенне, необходимая для нормального приема, определяется внутренними шумами приемника ЧМ сигналов.

При заданном уровне шумов антенны реальная чувствительность приемника определяется шумами, создаваемыми его контурами и лампами. При достаточно большом коэффициенте усиления первого каскада уровень шумов определяется лишь шумами входного контура и первой лампы, так как в этом случае шумы последующих каскадов будут малы по сравнению с полезными сигналами.

Поскольку уровень шумов ламп, используемых в режиме преобразования частоты, всегда значительно выше уровня шумов ламп, используемых в режиме усиления, в приемниках для повышения их реальной чувствительности применяют усиление по принимаемой (высокой) частоте. Наличие каскада УВЧ, кроме того, снижает просачивание гетеродинного напряжения на вход приемника и приводит к более равномерному распределению общего усиления между каскадами, что повышает устойчивость работы приемника.

Каскад УВЧ, используемый на УКВ диапазоне радиовещательного приемника, должен удовлетворять следующим требованиям:

1. Коэффициент усиления должен иметь наибольшее значение, что необходимо для повышения усиления всего при-

емника и уменьшения влияния шумов последующих каскадов на величину реальной чувствительности приемника.

2. Входное сопротивление должно быть максимальным, так как высокое входное сопротивление увеличивает коэффициент передачи входной цепи и тем самым отношение *сигнал/шум* на управляющей сетке лампы каскада УВЧ и, следовательно, на выходе приемника.

3. Шумы лампы каскада УВЧ должны быть минимальны, что необходимо для максимального повышения реальной чувствительности приемника.

В приемниках для усиления высокой частоты на УКВ диапазоне применяются как пентоды, работающие по схеме с заземленным катодом, так и триоды, включенные по схеме с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой.

Усилительные каскады на пентодах с заземленным катодом на частотах ниже 60—80 *мггц* обладают высоким входным сопротивлением, что позволяет получить значительный коэффициент передачи входной цепи и тем самым увеличить значение полезного сигнала, подаваемого на сетку лампы каскада УВЧ.

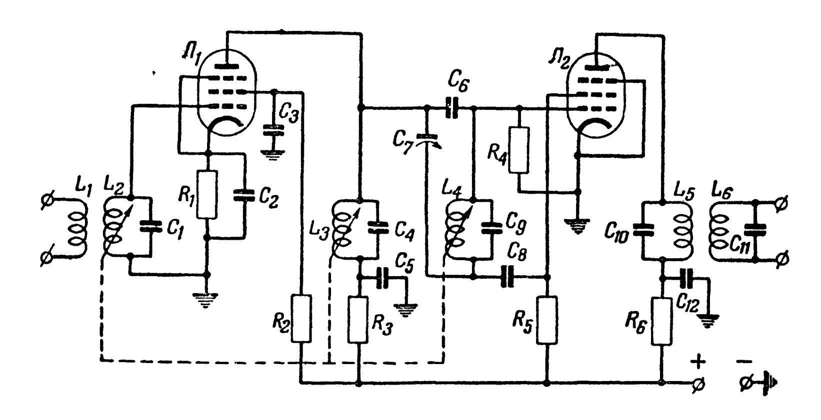
Каскады же на триодах с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой имеют малое входное сопротивление, что обусловливает низкий коэффициент передачи входной цепи и, следовательно, уменьшает величину полезного сигнала, действующего на сетке лампы каскада УВЧ. Поэтому применение таких каскадов на относительно низких частотах (до 60—80 *мггц*) нецелесообразно.

С увеличением частоты входное сопротивление лампы из-за возрастающего влияния индуктивности катодного ввода и времени пролета электронов резко падает. Как следствие этого уменьшаются коэффициент передачи входной цепи и коэффициент усиления каскада УВЧ на пентоде с заземленным катодом. Высокочастотные же триоды обладают большими значениями входных сопротивлений и меньшим уровнем шумов по сравнению с высокочастотными пентодами. Благодаря этому на частотах выше 60—80 *мггц* использование в каскадах УВЧ триодов с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой в большинстве случаев является более выгодным, чем пентодов с заземленным катодом.

Каскад УВЧ с пентодом. В УКВ приемнике каскад УВЧ связан с последующим каскадом односеточного гетеродинного преобразователя частоты, построенного по балансной

(мостовой) схеме и содержащего в сеточной цепи лампы либо емкостный, либо индуктивный делитель.

В балансной схеме анодный контур УВЧ и гетеродинный контур включены в различные диагонали настроенного моста. При этом наличие напряжения на одной диагонали не вызывает тока в другой, так как точки ее включения по отношению к первой диагонали являются точками равного потенциала. Таким образом, в балансной схеме напряжение сигнала U_c на анодном контуре не вызывает тока в гетеродинном контуре, а напряжение $U_г$ на гетеродинном контуре не вызывает тока в анодном



Фиг. 8. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного преобразователя частоты с емкостным делителем и гетеродином с емкостной обратной связью.

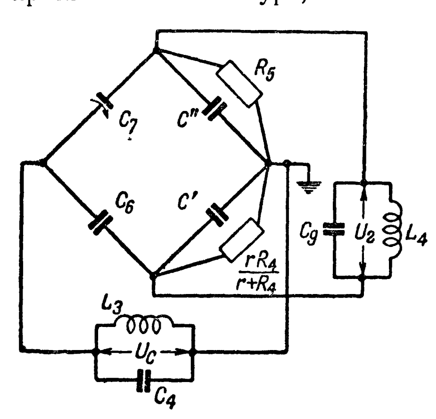
контуре. Следовательно, взаимосвязь между контурами будет отсутствовать, что позволяет обеспечить качественно сопряжение их настроек и резко снизить просачивание напряжения от гетеродина на вход приемника.

Рассмотрим принципиальную схему высокочастотного блока, построенного на пентодах и состоящего из усилительного каскада (с лампой $Л_1$) и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с лампой $Л_2$ и емкостным делителем в ее сеточной цепи (фиг. 8).

В этой схеме плечи моста образованы конденсаторами C_6, C_7 и междуэлектродными емкостями лампы C' и C''. Анодный контур усилителя L_3C_4 включен в одну диагональ моста, а гетеродинный контур L_4C_9 — в другую (фиг. 9).

Усиленное напряжение сигнала U_c, снимаемое с контура L_3C_4, через конденсатор C_6 подается на участок сетка — катод преобразовательной лампы $Л_2$. Таким образом, входное сопротивление преобразователя через этот конденсатор связи шунтирует контур L_3C_4 и, следовательно, оказывает влияние на усиление и избирательность каскада УВЧ.

При большой емкости связи затухание, вносимое в контур преобразователем, велико и вследствие этого мало напряжение на контуре, а значит, невелико и напряжение сигнала, подаваемое на сетку лампы преобразователя частоты. С уменьшением емкости связи уменьшается и затухание, вносимое в контур преобразователем, и, следовательно, растет напряжение на контуре L_3C_4. При этом, однако, уменьшается доля этого напряжения, приходящаяся на участок сетка — катод лампы преобразователя, так что при чрезмерном уменьшении емкости связи коэффициент усиления каскада УВЧ будет опять-таки мал. Таким образом, при изменении емкости связи в значительных пределах коэффициент усиления сначала растет, а затем падает. Следовательно, существует оптимальная емкость связи, при которой коэффициент усиления каскада УВЧ имеет наибольшее значение.



Фиг. 9. Расчетная схема пентодного преобразователя частоты с емкостным делителем в сеточной цепи и гетеродином с емкостной обратной связью.

Оптимальная емкость конденсатора связи C_6 зависит от значений резонансного сопротивления ненагруженного контура L_3C_4 и параметров лампы преобразователя (входной емкости и входного сопротивления). Для обычно применяемых ламп (пентодов типа 6Ж1П и лучевых тетродов типа 6Ж3П) и контуров эта емкость берется в пределах 5—15 *пф*.

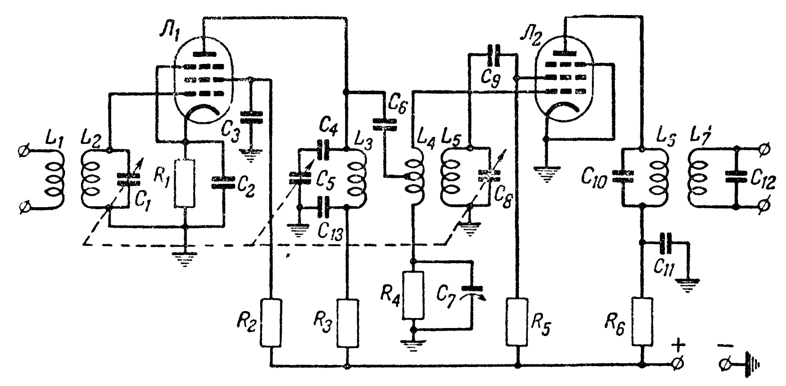
При оптимальной связи с преобразователем его входное сопротивление, пересчитанное к точкам присоединения контура L_3C_4, равно резонансному сопротивлению ненагруженного контура. Следовательно, в этом случае резо-

нансное сопротивление нагруженного контура в 2 раза меньше резонансного сопротивления ненагруженного контура и действующая добротность контура L_3C_4 в 2 раза меньше его конструктивной добротности ($Q = 0{,}5Q_к$).

Максимальный коэффициент усиления каскада УВЧ при оптимальной связи с преобразователем определяется из формулы

$$K_{макс} = 0{,}5S\sqrt{r \cdot R}, \qquad (4)$$

где S — крутизна характеристики пентода;
r — входное сопротивление преобразователя;
R — резонансное сопротивление ненагруженного контура.



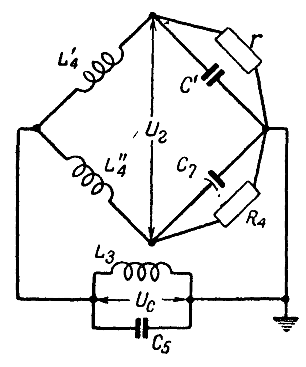
Фиг. 10. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного преобразователя частоты с индуктивным делителем и гетеродином с индуктивной обратной связью.

При индуктивном делителе в сеточной цепи лампы преобразователя (фиг. 10) усиленное напряжение сигнала, снимаемое с анодного контура УВЧ L_3C_5 ($C_4 \gg C_5$), через разделительную емкость C_6 подается на часть индуктивности L_4. В такой схеме плечи моста образованы двумя частями катушки связи L_4 (L_4' и L_4''), междуэлектродными емкостями лампы и конденсатором C_7. Анодный контур L_3C_5 включен в первую диагональ моста, а катушка L_4, индуктивно связанная с гетеродинным контуром L_5C_8, — во вторую его диагональ (фиг. 11).

Выбирая оптимальную величину связи с преобразователем, здесь, так же как и при схеме фиг. 8, можно полу-

чить максимальное усиление каскада УВЧ. Подбор этой связи можно осуществить путем изменения индуктивности L_4 или применением автотрансформаторной связи с лампой $Л_1$ каскада УВЧ, т. е. подключая конденсатор C_6 не к аноду лампы, а к части катушки L_3. Индуктивность L_4 обычно берется небольшой (порядка 0,1—0,15 *мкгн*), и к сеточной цепи преобразовательной лампы подключают примерно 0,7—0,8 части общего числа витков катушки L_3 (считая от земли, т. е. конденсатора C_{13}).

Максимальный коэффициент усиления каскада УВЧ при оптимальной связи с преобразователем определяется для этой схемы так же, как и для схемы с емкостным делителем, т. е. по формуле (4).



Фиг. 11. Расчетная схема пентодного преобразователя частоты с индуктивным делителем и гетеродином с индуктивной обратной связью.

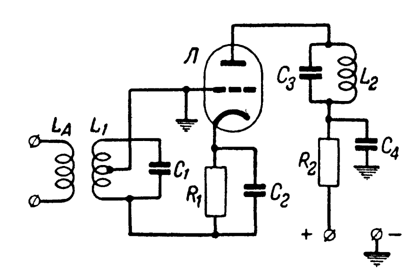
Для повышения устойчивости работы каскада УВЧ иногда приходится снижать его усиление. Это целесообразно производить за счет уменьшения связи с лампой (неполного включения анодного контура) или уменьшения волнового сопротивления контура (увеличения его емкости). Оба эти способа позволяют снизить усиление до устойчивой величины без уменьшения действующей добротности и, следовательно, избирательности анодного контура.

Каскады УВЧ с триодами. При использовании в каскаде УВЧ триода, включенного по схеме с заземленным катодом, возникающая за счет большой проходной емкости анод-сетка сильная связь между анодной и сеточной его цепями может привести к самовозбуждению усилителя. Для устранения этого можно было бы применить нейтрализацию в анодном или сеточном контурах. Однако опыт показывает, что осуществить устойчивую нейтрализацию с учетом возможного изменения емкости цепей усилителя практически нельзя. Поэтому усилитель с заземленным катодом триода не применяется.

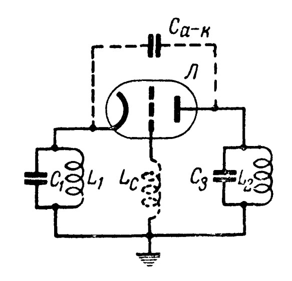
Широкое распространение получил усилитель по схеме с заземленной сеткой триода (фиг. 12). В нем связь между анодной и сеточной цепями осуществляется за счет индуктивности сеточного ввода L_c и емкости анод-катод $C_{а\text{-}к}$

лампы *Л* (фиг. 13). Как видно из схемы, индуктивность сеточного ввода лампы обтекается токами как входного, так и выходного контуров, что и обусловливает магнитную связь между ними. Практически связь за счет междуэлектродной емкости анод-катод много больше связи за счет индуктивности сеточного ввода, вследствие чего для работы в этой схеме нужно выбирать триоды с минимальным значением этой емкости.

Усилитель по схеме с заземленной сеткой триода (как и усилитель с заземленной промежуточной точкой) в современном радиовещательном приемнике всегда используется



Фиг. 12. Принципиальная схема усилителя с заземленной сеткой.



Фиг. 13. Связь между анодной и сеточной цепями через емкость анод-катод и индуктивность сеточного ввода лампы в усилителе с заземленной сеткой.

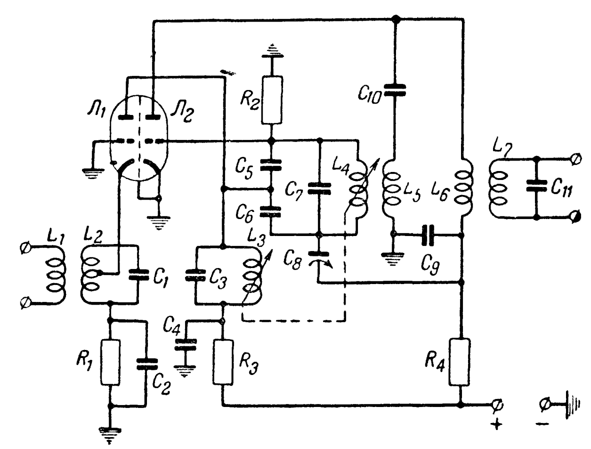
совместно с односеточным гетеродинным преобразователем частоты, построенным на триоде по двойной мостовой (двойной балансной) схеме. Первый мост, так же как и в гетеродинном пентодном преобразователе, служит для устранения непосредственной взаимосвязи между контурами усилителя и гетеродина, а второй мост необходим для устранения обратной связи через проходную емкость преобразователя, весьма значительную у триода.

Рассмотрим принципиальную схему высокочастотного блока с двойным триодом, состоящего из усилителя с лампой $Л_1$ и заземленной ее сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с лампой $Л_2$ и емкостным делителем в ее сеточной цепи (фиг. 14).

Плечи первого моста здесь образованы четырьмя емкостями: конденсаторами C_5, C_6, C_8 ($C_9 \gg C_8$), и входной динамической емкостью преобразователя $C_{вх}$. Анодный контур усилителя L_3C_3 включен в первую диагональ моста,

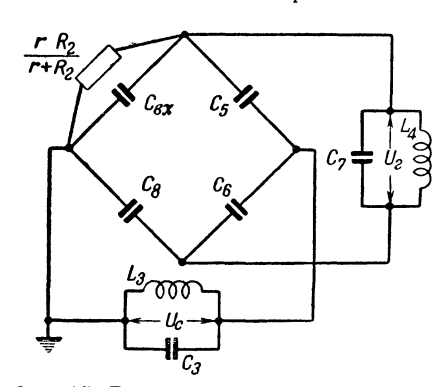
а гетеродинный контур L_4C_7 — во вторую его диагональ (фиг. 15).

Усиленное напряжение сигнала U_c, снимаемое с контура L_3C_3, через конденсатор связи C_5 подается на участок



Фиг. 14. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с емкостным делителем в сеточной цепи.

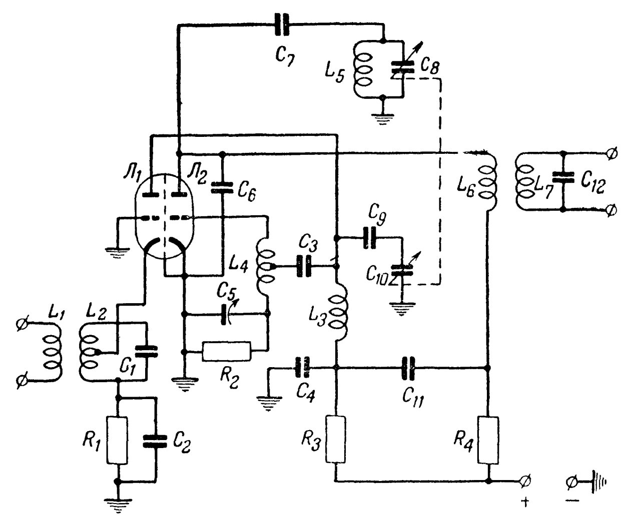
сетка-катод лампы $Л_2$ преобразователя. В результате этого входное сопротивление преобразователя вносит в контур L_3C_3 определенное затухание, величина которого оказывает существенное влияние на усиление и избирательность каскада УВЧ.



Фиг. 15. Расчетная схема триодного преобразователя частоты с емкостным делителем в сеточной цепи.

Оптимальная емкость конденсатора связи C_5 зависит от значений внутреннего сопротивления триода усилительного каскада и параметров преобразователя (входной емкости и входного сопротивления). В высокочастотном блоке УКВ диапазона с двойным триодом 6Н3П она берется в пределах 12—15 *пф*.

При оптимальной связи с преобразователем его входное сопротивление, пересчитанное к точкам присоединения контура L_3C_3, равно внутреннему сопротивлению триода УВЧ. Это обусловливает значительное уменьшение действующей добротности анодного контура каскада УВЧ по сравнению с его конструктивной добротностью (с лампой 6Н3П действующая добротность анодного контура по сравнению с его конструктивной добротностью уменьшается в 3—4 раза).



Фиг. 16. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с индуктивным делителем в сеточной цепи.

Максимальный коэффициент усиления каскада с заземленной сеткой при оптимальной связи определяется по формуле

$$K_{макс} = \frac{\mu + 1}{2} \sqrt{\frac{r}{R_i}}, \qquad (5)$$

где μ — коэффициент усиления триода;

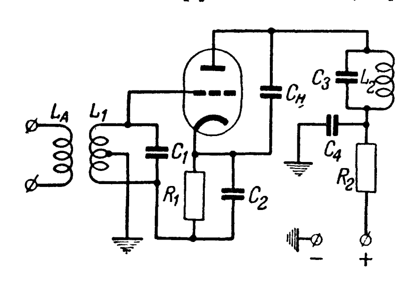
R_i — внутреннее сопротивление триода;

r — входное сопротивление преобразователя.

Таким образом, максимальное значение коэффициента усиления каскада УВЧ зависит лишь от параметров триода и величины входного сопротивления преобразователя.

Формула (5) справедлива и для усилителя с заземленной сеткой, нагруженного на преобразователь частоты с индуктивным делителем в сеточной цепи его лампы (фиг. 16). Подбор оптимальной связи с преобразователем осуществляется в этом случае обычно путем использования автотрансформаторной связи сеточной цепи преобразователя с лампой каскада УВЧ (с лампой 6Н3П оптимальная связь с преобразователем получается при подключении сеточной цепи преобразователя примерно к $^3/_4$ индуктивности анодного контура усилителя).

Уменьшение усиления, необходимое в ряде случаев для повышения устойчивости работы каскада УВЧ, здесь, так же как и в других схемах, производится путем уменьшения связи с лампой усилителя или уменьшением волнового сопротивления контура усилителя (увеличением его емкости).



Фиг. 17. Принципиальная схема усилителя с заземленной промежуточной точкой.

В усилителе с заземленной сеткой входной контур обтекается анодным током лампы, что и обусловливает низкое входное сопротивление усилителя. Это приводит к снижению коэффициента передачи входной цепи и, следовательно, к уменьшению усиления и реальной чувствительности приемника. Для повышения коэффициента передачи входной цепи рекомендуется схема усилителя с заземленной промежуточной точкой (фиг. 17).

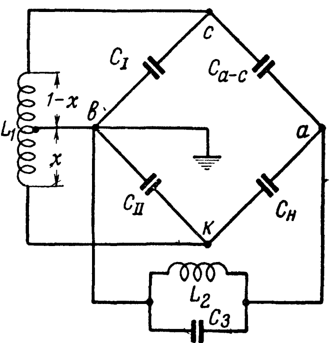
В таком усилителе заземляется не конец входного контура, а какая-то его произвольная точка на относительном расстоянии x от катода. Величина x может меняться в пределах от нуля до единицы ($0 \leqslant x \leqslant 1$), причем значению $x = 0$ соответствует усилитель с заземленным катодом, а значению $x = 1$ — усилитель с заземленной сеткой.

Для качественной работы усилителя с заземленной промежуточной точкой необходима нейтрализация емкости анод-сетка триода, которая, как это показывает опыт, некритична и потому может быть осуществлена в достаточно широком диапазоне частот. Благодаря некритичности нейтрализации изменение емкости, обусловленное, напри-

мер, сменой ламп, в усилителе с заземленной промежуточной точкой не вызывает опасений.

Рассмотрим вопрос выбора нейтрализующей емкости, включаемой между анодом и катодом лампы усилителя.

Представим себе емкость, включенную между сеткой (точка *с* на фиг. 18) и катодом (точка *к*) лампы, состоящей из емкостей C_I и C_{II}. Взаимное влияние сеточного и анодного контуров при отсутствии непосредственной связи между ними равно нулю в том случае, если контуры действуют в различных диагоналях равновесного моста. Это условие выполняется тогда, когда потенциал точки *в* равен потенциалу земли.



Фиг. 18. Схема усилителя с заземленной промежуточной точкой, изображенная в виде моста.

Полагая точку *в* заземленной, напишем условие баланса моста:

$$C_I \cdot C_н = C_{II} \cdot C_{a\text{-}c},$$

где $C_н$ — нейтрализующая емкость, в которую входит и междуэлектродная емкость анод-катод;

$C_{a\text{-}c}$ — междуэлектродная емкость анод-сетка.

Выражая емкости C_I и C_{II} через емкость $C_{a\text{-}c}$ и относительное расстояние x, получаем для нейтрализирующей емкости $C_н$ формулу

$$C_н = C_{a\text{-}c} \frac{1 - x}{x}. \qquad (6)$$

Исходя из получения необходимой устойчивости работы усилителя с заземленной промежуточной точкой, величина x выбирается порядка 0,25, так что обычно

$$C_н = 3C_{a\text{-}c}.$$

Входное сопротивление усилителя с заземленной промежуточной точкой

$$R_{вх} = \frac{1{,}5 \div 2}{xS}.$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя с заземленной промежуточной точкой примерно в 4 раза, а ко-

эффициент передачи входной цепи в 2 раза больше по сравнению с усилителем с заземленной сеткой.

Формула (5), приведенная для усилителя с заземленной сеткой, справедлива и для усилителя с заземленной промежуточной точкой (при условии наличия неравенства $\mu \gg 1$, практически всегда выполняемого).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В современных радиовещательных приемниках к УКВ преобразователям частоты предъявляются следующие требования:

1) высокое значение коэффициента усиления;
2) минимальное излучение гетеродинного напряжения;
3) максимальная величина входного сопротивления;
4) минимальное значение шумового сопротивления.

Первое из этих требований должно способствовать получению заданной чувствительности приемника при минимальном числе ламп и, следовательно, минимальной стоимости приемника, что особенно важно для радиовещательных приемников массового потребления.

Требование минимального излучения гетеродинного напряжения вытекает из необходимости обеспечения минимальных помех другим работающим телевизионным и радиовещательным приемникам.

Максимальная величина входного сопротивления преобразователя желательна с точки зрения повышения коэффициента усиления каскада УВЧ, так как это обеспечивает малое влияние шумов преобразователя на величину реальной чувствительности приемника.

Наконец, низкое шумовое сопротивление преобразователя способствует повышению реальной чувствительности приемника.

Многосеточные лампы, с успехом используемые для преобразования частоты на ДВ, СВ и КВ диапазонах, в УКВ тракте современных радиовещательных приемников не находят применения. Объясняется это неэффективностью их работы на метровых волнах, которая обусловлена сильным взаимодействием между сигнальной и гетеродинной сетками лампы из-за наличия пространственного заряда. Последний наводит на сигнальной сетке гетеродинное напряжение, приводящее, как правило, к значительному падению крутизны преобразования лампы. Кроме того, наведенное пространственным зарядом напряжение на сигнальной сетке может вызвать в ее цепи появление сеточного тока, пони-

жающего и без того невысокое входное сопротивление многосеточной преобразовательной лампы. К тому же эти лампы обладают весьма значительными шумовыми сопротивлениями, что приводит к снижению реальной чувствительности приемника.

Все это заставляет отказаться от использования двухсеточного преобразования частоты на УКВ диапазоне и применять на этом диапазоне односеточное преобразование частоты.

Следует отметить, что при односеточном преобразовании частоты нельзя применять автоматическую регулировку усиления (АРУ), так как на управляющую сетку лампы подается одновременно и напряжение сигнала и напряжение гетеродина (причем амплитуда последнего значительно превышает амплитуду сигнала), благодаря чему всякое изменение отрицательного смещения, подаваемого на управляющую сетку преобразователя, вызывает уход частоты гетеродина. Кроме того, при односеточном преобразовании частоты получается взаимосвязь между сигнальным и гетеродинным контурами.

Однако при приеме УКВ ЧМ вещания изменение величины входного сигнала обычно невелико, так что АРУ преобразовательного каскада совершенно не требуется. К тому же в приемнике всегда имеется какое-либо устройство (ограничитель или детектор отношений), устраняющее резкие колебания амплитуды входного сигнала. Применение же балансных схем, построенных на принципе уравновешенного моста, позволяет в значительной степени ослабить взаимосвязь между сигнальным и гетеродинным контурами.

В схемах односеточного преобразования частоты на УКВ диапазоне применяются и пентоды, и триоды. Использование балансных схем, подробно рассматриваемых ниже, позволяет ослабить взаимосвязь между сигнальным и гетеродинным контурами примерно в равной степени как в пентодных, так и триодных преобразователях частоты.

При использовании пентодов в каскадах односеточного преобразования частоты получается больший коэффициент усиления, обусловленный тем, что при одинаковых значениях крутизны характеристики с триодами пентоды имеют значительно большее внутреннее сопротивление и, следовательно, практически не шунтируют контуры промежуточной частоты и не уменьшают тем самым усиления преобразователя. Кроме того, не требуется компенсации проходной емкости анод-сетка преобразователя по промежуточ-

ной частоте, поскольку она у пентодов в сотни раз меньше, чем у тридов.

При использовании преобразователей частоты с триодами совершенно необходима компенсация проходной емкости анод-сетка лампы по промежуточной частоте, так как без нее коэффициент усиления триодного преобразователя резко падает. Зато триоды обладают меньшими значениями шумовых сопротивлений, чем пентоды, что обусловлено наличием у пентодов дополнительных шумов из-за перераспределения электронов между анодом и экранной сеткой. К тому же входные сопротивления высокочастотных триодов выше, чем у пентодов, что объясняется меньшими значениями времени пролета электронов в триодах.

В силу этих причин триоды целесообразно использовать в качестве преобразователей на частотах свыше 60—80 *мггц*, на которых входные сопротивления пентодов оказываются чрезмерно малыми. На более низких частотах (45—60 *мггц*) рациональнее применять преобразователи частоты с пентодами.

Практически в современных радиовещательных приемниках используются так называемые гетеродинные преобразователи частоты, в которых функции генерирования колебаний и преобразования частоты выполняются одной и той же лампой.

Односеточные гетеродинные преобразователи частоты с пентодами. Эти преобразователи строятся исключительно по балансной (мостовой) схеме, при которой анодный контур каскада УВЧ и гетеродинный контур включаются в разные диагонали настроенного моста.

Широкое распространение балансных схем объясняется тем, что при правильной регулировке они обеспечивают минимум непосредственной связи между сигнальным и гетеродинным контурами. При наличии такой связи любое изменение настройки сигнального контура приводит к неизбежной перестройке контура гетеродина, что сильно усложняет качественное сопряжение настроек усилителя и преобразователя. Кроме того, наличие связи между сигнальным и гетеродинным контурами создает потери мощности сигнала и тем самым ухудшает реальную чувствительность приемника.

Балансная схема, кроме того, резко снижает просачивание гетеродинного напряжения в антенну приемника, так как при настроенном мосте и отсутствии индуктивной связи между катушками точки подключения сигнального контура

по отношению к гетеродинному напряжению являются точками равного потенциала.

На фиг. 8 изображена принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного преобразователя частоты с емкостным делителем в сеточной цепи и гетеродином с емкостной обратной связью.

В анодную цепь первого пентода $Л_1$, представляющего собой резонансный усилитель, включен колебательный контур L_3C_4. Усиленное напряжение сигнала, снимаемое с этого контура, подается на сетку преобразовательной лампы $Л_2$. Кроме того, на сетку этой же лампы подается гетеродинное напряжение, снимаемое с части контура L_4C_9, включенного в цепь экранной сетки пентода. Обратная связь между цепями управляющей и экранной сеток осуществляется через междуэлектродные емкости лампы. Полученные в результате процесса преобразования колебания промежуточной частоты выделяются в анодной цепи пентода полосовым фильтром $L_5C_{10}L_6C_{11}$ и далее усиливаются каскадами УПЧ.

В связи с тем, что контур гетеродина в этой схеме изолирован относительно земли, применение для настройки контуров конденсаторов с заземленным ротором невозможно и настройка контуров, как это показано на фиг. 8, осуществляется агрегатом переменных индуктивностей.

Представим приведенную принципиальную схему в виде моста, плечи которого образованы конденсаторами C_6 и C_7 и междуэлектродными емкостями лампы, а диагонали — сигнальным и гетеродинным контурами (фиг. 9).

Введем обозначения:

$$C_{c1\text{-}к} + C_{c1\text{-}c3} + C_м = C';$$

$$C_{c2\text{-}к} + C_{c2\text{-}c3} + C_м = C''.$$

Здесь $C_{c1\text{-}к}$ — емкость управляющая сетка-катод;
$C_{c1\text{-}c3}$ — емкость управляющая сетка — пентодная сетка;
$C_м$ — емкость монтажа;
$C_{c2\text{-}к}$ — емкость экранная сетка-катод;
$C_{c2\text{-}c3}$ — емкость экранная сетка — пентодная сетка.

Как правило,

$$R_5 \gg \frac{1}{\omega C''} \quad \text{и} \quad \frac{rR_4}{r + R_4} \gg \frac{1}{\omega C'},$$

где r — входное сопротивление преобразователя;
ω — угловая частота сигнала.

С учетом приведенных неравенств условие баланса моста (при $C_8 \gg C''$) выражается соотношением

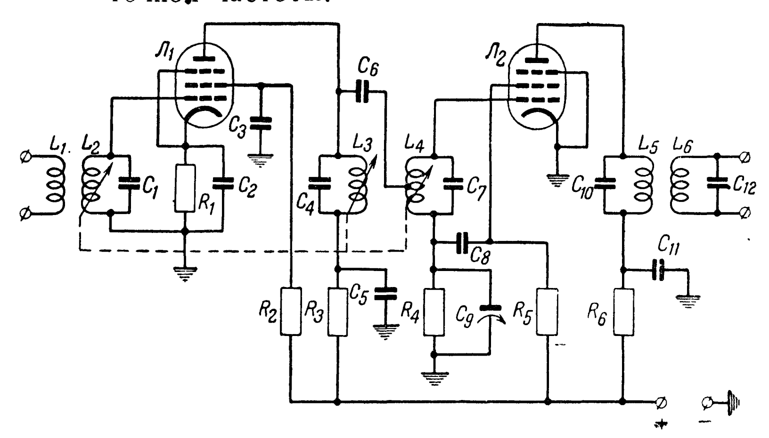
$$C' \cdot C_7 = C'' \cdot C_6.$$

Коэффициент усиления преобразователя рассчитывается по формуле

$$K_n = 0{,}12 S R_{np}, \qquad (7)$$

где S — крутизна характеристики пентода;

R_{np} — резонансное сопротивление контура промежуточной частоты.



Фиг. 19. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного преобразователя частоты с индуктивным делителем и гетеродином с емкостной обратной связью.

Формула (7) справедлива при одинаковых контурах и критической связи между ними, соответствующей переходу от одногорбой к двугорбой форме резонансной кривой.

Поскольку внутреннее сопротивление пентода и входное сопротивление каскада УПЧ в десятки раз превышают величину резонансного сопротивления контуров, их шунтирующим действием на контуры можно пренебречь.

Резонансное сопротивление контура промежуточной частоты

$$R_{np} = \frac{Q_\partial}{\omega C}, \qquad (8)$$

где Q_∂ — действующая добротность контура;

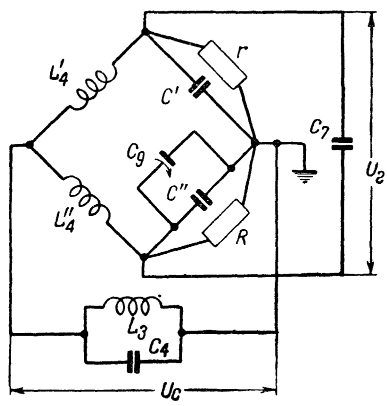
ω — угловая промежуточная частота;

C — емкость контура.

Емкость контуров выбирается из условия получения достаточно устойчивой формы резонансной кривой (практически порядка 50—75 *пф*).

Действующая добротность контуров выбирается исходя из требуемой ширины полосы пропускания по промежуточной частоте. В зависимости от числа каскадов УПЧ она берется в пределах 65—80. Благодаря высоким входным и выходным сопротивлениям УПЧ такая действующая добротность контуров обеспечивается при конструктивной добротности порядка 85—100, практическое получение которой не встречает каких-либо затруднений.

На фиг. 19 приведена принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с лампой $Л_1$ и односеточного преобразователя частоты с лампой $Л_2$, индуктивным делителем и гетеродином с емкостной обратной связью.



Фиг. 20. Расчетная схема пентодного преобразователя частоты с индуктивным делителем и гетеродином с емкостной обратной связью.

Усиленное каскадом УВЧ напряжение сигнала с анодного контура L_3C_4 подается через разделительный конденсатор C_6 на делитель, в качестве которого используется катушка гетеродинного контура L_4, и поступает на управляющую сетку преобразовательной лампы. Одновременно сюда же с контура L_4C_7 поступает и напряжение гетеродина. Полученные в результате процесса преобразования колебания промежуточной частоты выделяются в анодной цепи лампы преобразователя полосовым фильтром $L_5C_{10}L_6C_{12}$.

Рассматриваемая схема на фиг. 20 изображена в виде моста, плечи которого образованы катушкой индуктивности L_4 и междуэлектродными емкостями лампы.

Пользуясь введенными ранее обозначениями, напишем условие баланса моста:

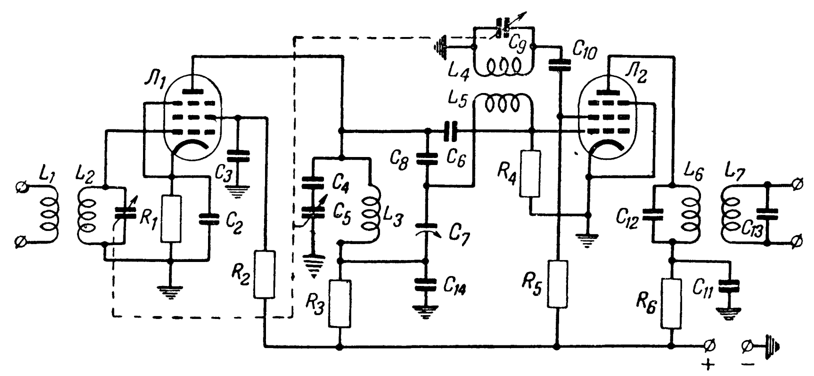
$$\frac{L_4'}{L_4''} = \frac{C'' + C_9}{C'} .$$

Это соотношение справедливо при наличии неравенств

$$r\omega C' \gg 1 \quad \text{и} \quad R\omega (C'' + C_9) \gg 1,$$

где $R = \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5}$.

Расчетные формулы (7) и (8), приведенные для преобразователя с емкостным делителем и гетеродином с емкостной обратной связью, справедливы и для всех других пентодных преобразователей, в том числе и для преобразователя с индуктивным делителем и гетеродином с емкостной обратной связью.



Фиг. 21. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного преобразователя частоты с емкостным делителем и гетеродином с индуктивной обратной связью.

На фиг. 21 приводится принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с лампой $Л_1$ и односеточного преобразователя частоты с лампой $Л_2$, емкостным делителем и гетеродином с индуктивной обратной связью.

Здесь контур гетеродина L_4C_9 включен не в цепь управляющей сетки, а в цепь экранной сетки лампы $Л_2$. Благодаря этому он не изолирован относительно земли, что позволяет применить для настройки контуров агрегат конденсаторов переменной емкости с заземленным ротором.

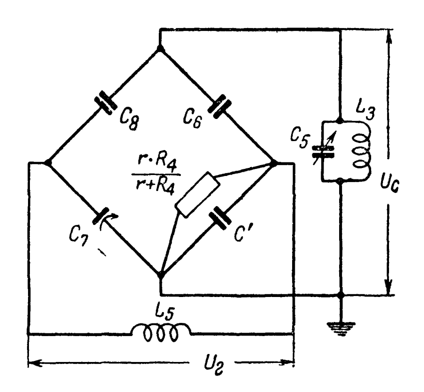
Усиленное напряжение сигнала контура L_3C_5 ($C_4 \gg C_5$) через конденсатор C_6 подается на сетку преобразовательной лампы $Л_2$. Одновременно на нее же с катушки L_5 подается и напряжение гетеродина. Полученное при этом напряжение промежуточной частоты выделяется в анодной цепи лампы $Л_2$ на полосовом фильтре $L_6C_{12}L_7C_{13}$.

Эта же схема преобразователя представлена на фиг. 22 в виде моста, плечи которого образованы конденсаторами C_6, C_7, C_8 и междуэлектродными емкостями лампы $C' = C_{c1\text{-}к} + C_{c1\text{-}c3} + C_м$, а диагонали — контуром L_3C_5 и катушкой L_5.

При $\frac{r \cdot R_4}{r + R_4} \gg \frac{1}{\omega C'}$ условие баланса моста выражается равенством

$$C' \cdot C_8 = C_6 \cdot C_7.$$

Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного преобразователя с индуктивным делителем и гетеродином с индуктивной обратной связью, приведена на фиг. 10.



Фиг. 22. Расчетная схема пентодного преобразователя частоты с емкостным делителем и гетеродином с индуктивной обратной связью.

Усиленное каскадом УВЧ напряжение сигнала, снимаемое с контура L_3C_5 $(C_4 \gg \gg C_5)$, через разделительный конденсатор C_6 подается на среднюю точку индуктивного делителя L_4 и поступает с него на сетку преобразовательной лампы $Л_2$. Сюда же поступает и индуктированное в катушке L_4 напряжение гетеродина (контур гетеродина L_5C_8 включен в цепь экранной сетки лампы).

На фиг. 11 приведенная схема изображена в виде моста, плечи которого образованы катушкой обратной связи L_4, междуэлектродными емкостями лампы $C' = C_{c1\text{-}к} + C_{c1\text{-}c3} + C_м$, и балансным конденсатором C_7.

При $r\omega C' \gg 1$ и $R_4\omega C_7 \gg 1$ условие баланса моста выражается равенством

$$\frac{L_4''}{L_4'} = \frac{C'}{C_7}.$$

Односеточные гетеродинные преобразователи частоты с триодами. Преобразователи частоты с триодами строятся в настоящее время исключительно по схеме двойного моста (двойной балансной схеме).

Первый мост устраняет непосредственную связь между сигнальным и гетеродинным контурами, что обеспечивает как возможность качественного сопряжения их настроек, так и резкое ослабление просачивания гетеродинного напряжения на вход приемника.

Как известно, триоды обладают весьма значительной проходной емкостью анод-сетка, за счет которой на промежуточной частоте возникает сильная отрицательная обратная связь, приводящая к резкому снижению усиления преобразователя. Второй мост служит для нейтрализации вредного влияния проходной емкости за счет положительной обратной связи, подаваемой с выхода преобразователя на его вход (по промежуточной частоте). Параметры этого моста чаще всего подбираются так, чтобы обеспечить так называемую перекомпенсацию моста, при которой положительная обратная связь получается больше отрицательной обратной связи, что приводит к повышению усиления преобразователя.

Обычно триодный преобразователь частоты используется совместно с триодным же каскадом УВЧ, работающим по схеме с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой, что позволяет строить весь высокочастотный тракт УКВ диапазона на одном специальном двойном триоде с раздельными катодами.

На фиг. 14 изображена схема высокочастотного блока, построенного на двойном триоде и состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с емкостным делителем.

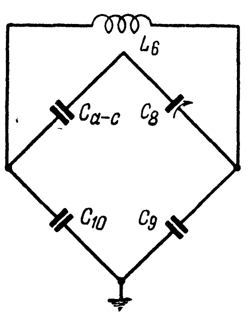
В анодную цепь триода $Л_1$, представляющего собой усилитель с заземленной сеткой, включен контур, состоящий из катушки L_3 и конденсатора C_3. Усиленное напряжение сигнала с этого контура подается на среднюю точку емкостного делителя C_5C_6 и поступает затем на сетку преобразовательного триода $Л_2$. Сюда же с контура L_4C_7 поступает и напряжение гетеродина. Катушка L_5 осуществляет обратную связь. Колебания промежуточной частоты выделяются на полосовом фильтре $L_6C_9C_{10}L_7C_{11}$ и далее усиливаются каскадом УПЧ.

В этой схеме контур гетеродина изолирован относительно земли. Поэтому настройка контуров производится агрегатом переменных индуктивностей L_3L_4.

Для устранения непосредственной связи между сигнальным и гетеродинным контурами служит мост, образованный конденсаторами C_5, C_6, C_8 ($C_9 \gg C_8$) и входной

динамической емкостью преобразователя $C_{вх}$ (фиг. 15). Так как сопротивление утечки R_2 и входное сопротивление преобразователя r много больше реактивного сопротивления входной емкости $\left(R_2 \gg r \gg \frac{1}{\omega C_{вх}}\right)$, их влиянием на баланс моста можно пренебречь. В этом случае условие баланса моста не зависит от частоты и сводится к выполнению равенства

$$C_{вх} \cdot C_6 = C_5 \cdot C_8.$$



Фиг. 23. Схема нейтрализации проходной емкости анод-сетка триодного преобразователя частоты с емкостным делителем в сеточной цепи.

Второй мост образован проходной емкостью анодо-сетка C_{a-c} преобразовательной лампы и конденсаторами C_8, C_9 и C_{10} (фиг. 23). При построении моста наличие катушек L_4 и L_5 не учитывалось, так как для промежуточной частоты они практически представляют собой короткое замыкание.

Баланс второго моста имеет место при выполнении условия

$$C_{a-c} \cdot C_9 = C_8 \cdot C_{10}.$$

Коэффициент усиления преобразователя частоты при наличии баланса по промежуточной частоте определяется из соотношения

$$K_n = 0{,}12 S \sqrt{\frac{R_{np}^2 \cdot R_{in}}{R_{np} + R_{in}}}, \qquad (9)$$

где S — крутизна характеристики триода;

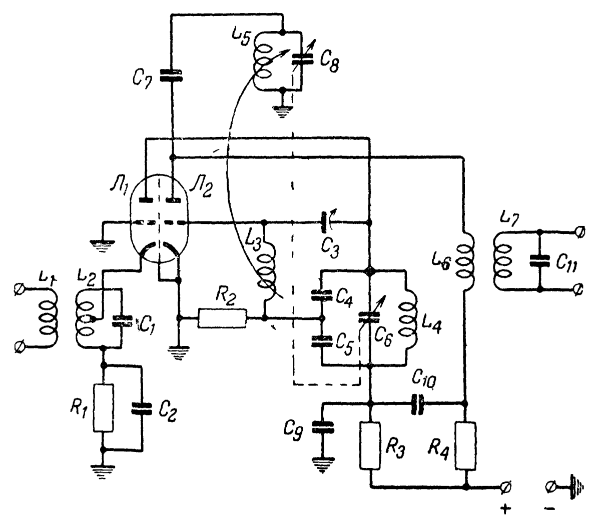
R_{np} — резонансное сопротивление контура промежуточной частоты;

R_{in} — внутреннее сопротивление триода в режиме преобразования частоты (примерно в 2 раза выше внутреннего сопротивления триода в режиме усиления).

Увеличение коэффициента усиления преобразователя осуществляется уменьшением емкости конденсатора C_9.

На фиг. 24 показана принципиальная схема преобразователя частоты с емкостным делителем в анодной цепи усилителя.

В отличие от преобразователя частоты с емкостным делителем в сеточной цепи здесь возможно применение в качестве элемента настройки контуров как агрегата переменных индуктивностей, так и агрегата конденсаторов переменной емкости с заземленным ротором. Особенностью этой схемы является также наличие контура гетеродина L_5C_8 в анодной, а не сеточной цепи преобразователя. Катушка обратной связи L_3 включена здесь в сеточную цепь преобразователя.



Фиг. 24. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с емкостным делителем в анодной цепи усилителя.

Плечи первого моста образованы конденсаторами C_3, C_4, C_5 ($C_9 \gg C_5$) и входной динамической емкостью преобразователя $C_{вх}$ (фиг. 25). При равновесии моста, балансировка которого производится изменением емкости конденсатора C_3, напряжение гетеродина на катушке обратной связи L_3 не будет вызывать тока в сигнальном контуре L_4C_6, а напряжение на сигнальном контуре не будет вызывать тока в катушке обратной связи. Условие баланса этого моста при неравенстве $R_2 \gg \frac{1}{\omega C_5}$ и $r \gg \frac{1}{\omega C_{вх}}$, практически всегда имеющем место, выражается соотношением

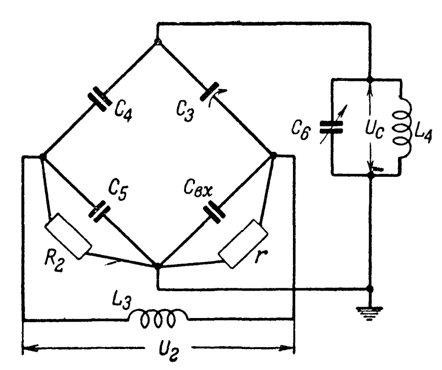
$$C_3 \cdot C_5 = C_4 \cdot C_{вх}.$$

Плечи второго моста образованы конденсаторами C_3, C_4, C_5, C_7, C_9 и междуэлектродной емкостью анод-сетка $C_{a\text{-}c}$ преобразовательной лампы $Л_2$ (фиг. 26). При $C_{10} \gg C_9$ условие равновесия второго моста выражается равенством

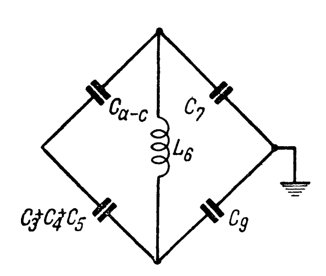
$$(C_3 + C_4 + C_5)\, C_7 = C_{a\,c} \cdot C_9.$$

Приведенная ранее формула (9) справедлива для всех триодных преобразователей частоты, в том числе и для рассматриваемой схемы.

Принципиальная схема высокочастотного блока с двойным триодом, состоящего из усилителя с заземленной



Фиг. 25. Расчетная схема триодного преобразователя частоты с емкостным делителем в анодной цепи усилителя.



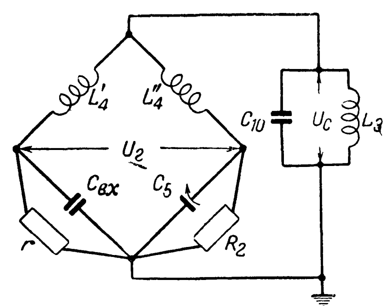
Фиг. 26. Схема нейтрализации проходной емкости анод-сетка триодного преобразователя частоты с емкостным делителем в анодной цепи усилителя.

сеткой и односеточного преобразователя частоты, с индуктивным делителем в сеточной цепи его лампы, изображена на фиг. 16.

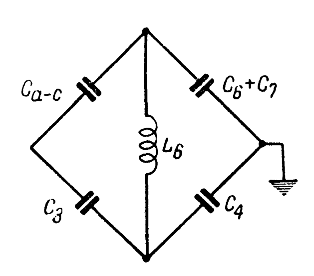
В анодную цепь триода $Л_1$, представляющего собой усилитель с заземленной сеткой, включен контур, состоящий из катушки L_3 и конденсатора C_{10} ($C_9 \gg C_{10}$). Через разделительный конденсатор C_3 усиленное напряжение сигнала подается на среднюю точку катушки обратной связи L_4 (делителя), индуктивно связанной с контуром гетеродина L_5C_8. Полученное напряжение промежуточной частоты выделяется на контуре, состоящем из катушки L_6 и конденсаторов C_6, C_7 и C_4 ($C_{11} \gg C_4$).

Конденсатор C_6, входящий в емкость первого контура полосового фильтра промежуточной частоты, служит также для замыкания непосредственно с анода преобразовательной лампы на ее катод высших гармоник гетеродина. Такое включение конденсатора понижает излучение гармоник гетеродина, так как уменьшает их прохождение в другие цепи тракта.

Плечи первого моста образованы половинами катушки L_4, конденсатором C_5 и входной динамической емкостью $C_{вх}$ преобразовательной лампы $Л_2$ (фиг. 27).



Фиг. 27. Расчетная схема триодного преобразователя частоты с индуктивным делителем в сеточной цепи.



Фиг. 28. Схема нейтрализации проходной емкости анод-сетка триодного преобразователя частоты с индуктивным делителем в сеточной цепи.

Поскольку входное сопротивление преобразователя r и сопротивление утечки R_2 много больше реактивных сопротивлений плеч моста, влияниями этих сопротивлений на баланс моста можно пренебречь. Тогда при наличии симметрии половин катушки индуктивности $L_4 (L_4' = L_4'')$ условие баланса моста сводится к выполнению равенства

$$C_5 = C_{вх}.$$

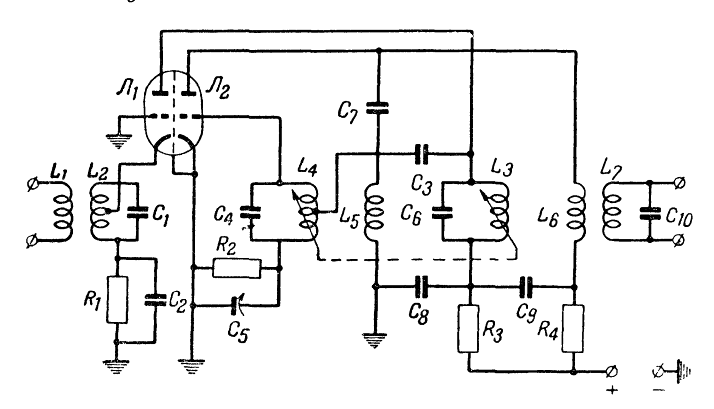
Плечи второго моста образованы конденсаторами C_3, C_4, C_6, C_7 и междуэлектродной емкостью $C_{a\text{-}c}$ (фиг. 28). Баланс моста имеет место при выполнении условия

$$C_{a\text{-}c} \cdot C_4 = C_3 \cdot (C_6 + C_7).$$

Увеличение коэффициента усиления преобразователя осуществляется перекомпенсацией моста. Для этого надо

повысить напряжение положительной обратной связи, уменьшив емкость конденсатора C_4.

Вариант схемы преобразователя частоты с индуктивным делителем показан на фиг. 29. В отличие от схемы фиг. 16 здесь контур гетеродина L_4C_4 находится в сеточной цепи преобразовательной лампы $Л_2$, а катушка обратной связи L_5 в ее анодной цепи.



Фиг. 29. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с индуктивным делителем в контуре гетеродина.

При симметрии половин катушки L_4, а также при

$$r \gg \frac{1}{\omega C_{вх}} \quad \text{и} \quad R_2 \gg \frac{1}{\omega C_5}$$

условием равновесия первого моста (фиг. 30) является выполнение равенства

$$C_5 = C_{вх}.$$

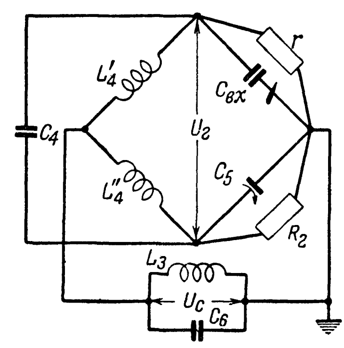
Условием баланса второго моста (фиг. 31), служащего для нейтрализации емкости анод-сетка преобразовательной лампы, является (при $C_9 \gg C_8$ и C_3) выполнение равенства

$$C_{а\text{-}с} \cdot C_8 = C_3 \cdot C_7.$$

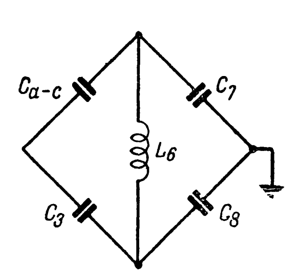
На фиг. 32 показана принципиальная схема преобразователя частоты с нулевым потенциалом сетки.

Напряжение сигнала, усиленное триодом $Л_1$, снимается с его анодного контура $L_3C_4C_5$ и через разделительный

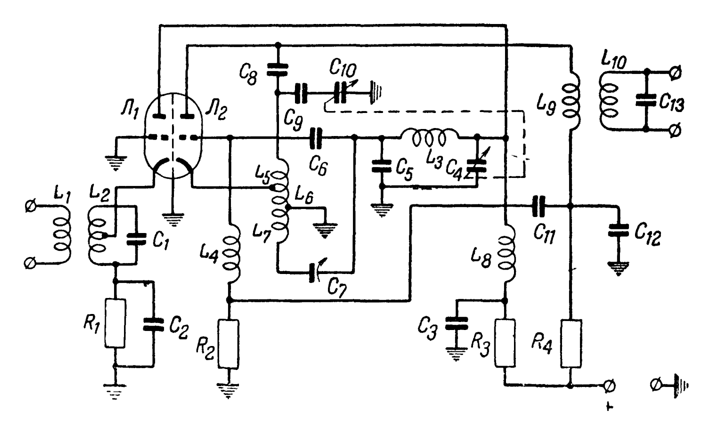
конденсатор C_6 подается на сетку преобразовательного триода $Л_2$. Здесь используется контур П-образного типа, что позволяет уменьшить просачивание гетеродинного



Фиг. 30. Расчетная схема триодного преобразователя частоты с индуктивным делителем в контуре гетеродина.



Фиг. 31. Схема нейтрализации проходной емкости анод-сетка триодного преобразователя частоты с индуктивным делителем в контуре гетеродина.



Фиг. 32. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя частоты с нулевым потенциалом сетки.

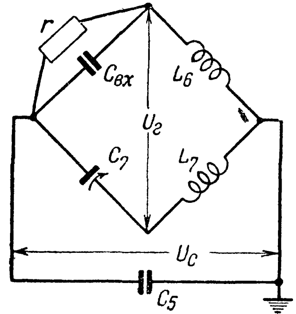
напряжения на вход приемника. На сетку триода $Л_2$ поступает и напряжение гетеродина, снимаемое с катушки обратной связи L_6+L_7. Гетеродин работает по схеме с автотрансформаторной обратной связью, причем его контур образован катушками L_5L_6 и конденсатором C_{10} ($C_9 \gg C_{10}$). Колебания промежуточной частоты выде-

ляются в анодной цепи триода $Л_2$ полосовым фильтром $L_9C_8C_{12}L_{10}C_{13}$ и далее усиливаются каскадами УПЧ.

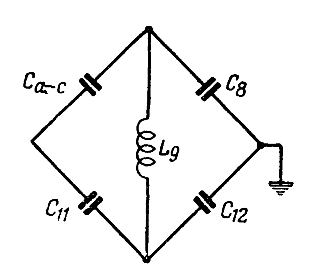
Плечи первого моста образованы конденсатором C_7, входной динамической емкостью преобразователя $C_{вх}$ и катушками L_6 и L_7 (фиг. 33). Если $r \gg \frac{1}{\omega C_{вх}}$ и $C_6 \gg C_7$, то баланс этого моста имеет место при выполнении равенства

$$\frac{L_6}{L_7} = \frac{C_7}{C_{вх}}.$$

Очевидно, что при настроенном мосте напряжение гетеродина на конденсаторе C_5, включенном в диагональ



Фиг. 33. Расчётная схема триодного преобразователя частоты с нулевым потенциалом сетки.



Фиг. 34. Схема нейтрализации проходной емкости анод—сетка триодного преобразователя частоты с нулевым потенциалом сетки.

моста, будет иметь наименьшее значение и, следовательно, просачивание гетеродинного напряжения на вход приемника будет минимальным. При идеальном балансе моста точки сетка преобразовательной лампы $Л_2$ — земля будут эквипотенциальны, и, таким образом, сетка этой лампы будет иметь нулевой потенциал по гетеродинному напряжению (отсюда и название схемы — преобразователь с нулевым потенциалом сетки).

Для компенсации отрицательной обратной связи по промежуточной частоте через проходную емкость анод — сетка преобразовательной лампы служит второй мост, плечи которого образованы емкостью $C_{a\text{-}c}$ и конденсаторами C_8, C_{11} и C_{12} (фиг. 34).

Условие баланса второго моста выражается равенством

$$C_{12} \cdot C_{a\text{-}c} = C_8 \cdot C_{11}.$$

Для увеличения коэффициента усиления преобразовательного каскада применяют перекомпенсацию моста, уменьшая емкость конденсатора C_{12}.

Просачивание гетеродинного напряжения на вход приемника. Напряжение гетеродина, просочившееся на вход приемника через УВЧ и входную цепь, попадает в антенну приемника, и колебания его излучаются в пространство.

При интенсивном излучении и малом расстоянии между приемниками могут быть созданы значительные помехи приему как других УКВ ЧМ станций, так и приему телевизионных передач. В диапазоне, отведенном для УКВ ЧМ вещания (64,5—73 *мггц*), ширина которого равна 8,5 *мггц* и при выбранной промежуточной частоте 8,4 *мггц* паразитное излучение гетеродина будет мешать лишь приему телевизионного вещания. Так как по техническим условиям на радиовещательные приемники с УКВ диапазоном частота гетеродина должна быть выше частоты принимаемого сигнала, то гетеродин радиовещательного приемника создаст помеху на третьем телевизионном канале (76 ÷ 84 *мггц*).

Вернемся к наиболее распространенным схемам высокочастотного УКВ блока с триодами (фиг. 14, 16, 24 и 29) и рассмотрим, каким путем напряжение гетеродина может попасть на вход приемника.

Даже при идеальной балансировке моста, в диагоналях которого находятся анодный контур каскада УВЧ и гетеродинный контур, связь между ними будет возникать через емкость между анодами двойного триода, а также за счет емкостного или индуктивного влияния контуров. Практически, однако, даже при весьма качественной балансировке на центральной частоте УКВ диапазона на его краях всегда будет иметь место некоторая разбалансировка моста.

Поэтому на анодном контуре каскада УВЧ будет действовать и напряжение гетеродина. Часть его попадает на входной контур либо через емкость анод-катод первого триода, если он работает усилителем с заземленной сеткой, либо через емкость анод — сетка, если триод работает усилителем с заземленной промежуточной точкой.

Кроме того, может возникнуть и непосредственная паразитная связь (емкостная или индуктивная) между анодным и входным контурами, если они недостаточно экранированы друг от друга.

В результате на антенную катушку связи, индуктивно связанную со входным контуром, будет наводиться напряжение гетеродина, которое через антенный фидер попадет в антенну.

Опыт показывает, что паразитное излучение гетеродина существенно зависит от конструкции высокочастотного блока. При рациональной конструкции блока оно может быть незначительным. Практически величина напряжения УКВ гетеродина на входе приемника в этом случае составляет несколько милливольт.

Для уменьшения паразитного излучения гетеродина УКВ блок, состоящий из УВЧ и гетеродинного преобразователя, выполняется как единая конструкция, что вместе с тем облегчает монтаж и настройку блока. Гетеродинный, анодный и входной контуры тщательно экранируют для устранения непосредственной паразитной связи между ними. Монтаж УКВ блока выполняют возможно более короткими проводами, избегая при этом параллельного их расположения и петель, так как это увеличивает паразитные емкостные и индуктивные связи.

Сравнение различных схем гетеродинных преобразователей частоты. Как уже отмечалось ранее, выбор типа гетеродинного преобразователя определяется в основном рабочим диапазоном частот приемника. При работе на частотах свыше 60—80 *мггц* применяются главным образом триодные, а на частотах более низких — пентодные преобразователи частоты.

Широкое распространение высокочастотных двойных триодов привело к тому, что триодные преобразователи частоты в настоящее время применяются значительно чаще, чем пентодные, особенно в приемниках 2-го и 3-го классов. Объясняется это тем, что двойные триоды позволяют строить весьма компактные высокочастотные блоки, состоящие из УВЧ и гетеродинного преобразователя с одной лишь комбинированной лампой.

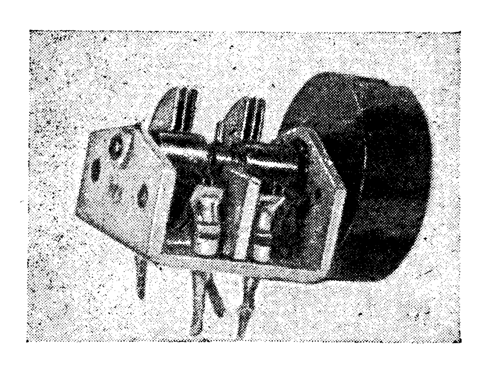
Рассмотренные схемы с триодными УКВ блоками построены по одному и тому же методу, позволяющему в наибольшей степени удовлетворить основным требованиям, предъявляемым к современным преобразователям частоты. Все они по своим основным качественным показателям (усилению и избирательности) дают практически одинаковые результаты. Поэтому выбор схемы определяется в основном конструктивными соображениями, в частности способом настройки УКВ контуров (при настройке агрегатом

переменных индуктивностей применяются схемы с емкостным делителем, а при настройке агрегатом конденсаторов переменной емкости с заземленным ротором — схемы с индуктивным делителем).

На фиг. 35 изображен миниатюрный агрегат конденсаторов переменной емкости, используемый для настройки УКВ контуров.

УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

От правильного построения усилителя промежуточной частоты (УПЧ) существенно зависят качественные показатели всего приемника. УПЧ должен обеспечить:



Фиг. 35. Сдвоенный агрегат конденсаторов переменной емкости, используемый для настройки УКВ контуров.

1) необходимое усиление с требуемым производственным запасом (обычно двух- или трехкратным);

2) избирательность по соседнему каналу, исключающую возможность помехи приему со стороны ближайших по частоте радиостанций;

3) полосу пропускания, обеспечивающую прием сигналов с требуемыми качественными показателями;

4) отсутствие самовозбуждения усилителя и достаточно устойчивую форму его резонансной кривой.

Выбор промежуточной частоты. При выборе значения промежуточной частоты необходимо учитывать:

1) перекрываемый диапазон частот принимаемых сигналов;

2) требуемую ширину полосы пропускания;

3) наличие запаса устойчивости усиления и достаточной стабильности резонансной кривой усилителя;

4) возможность помех со стороны мешающих станций;

5) желательность сокращения количества побочных каналов приема и ослабления их воздействия на приемник.

Из всех побочных каналов наиболее опасным является зеркальный канал. Избирательность приемников по зеркаль-

ному каналу определяется действующей добротностью контуров, предшествующих преобразователю частоты (контуров входной цепи и УВЧ).

Как уже указывалось ранее, высокочастотный блок УКВ тракта современного радиовещательного приемника чаще всего строится на двойном триоде. Первый триод представляет собой УВЧ с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой, а второй — односеточный преобразователь частоты, построенный по двойной балансной схеме. Благодаря низким входным сопротивлениям усилителя с заземленной сеткой или заземленной промежуточной точкой действующая добротность входного контура невелика, так что избирательность приемника по зеркальному каналу определяется в основном анодным контуром УВЧ.

Практически действующая добротность анодного контура УВЧ с учетом затуханий, вносимых входным сопротивлением преобразователя и сердечником настройки, равна примерно 50.

Если частота принимаемого сигнала $f_c = 64{,}5$ *мггц*, то полоса пропускания анодного контура каскада УВЧ на уровне 0,7 (3 *дб*) при $Q = 50$

$$\Delta F_{0,7} = \frac{f_c}{Q} = \frac{64{,}5}{50} = 1{,}29 \text{ мггц}.$$

Полоса пропускания этого же контура на уровне 0,05 в 20 раз больше, чем на уровне 0,7, т. е. она равна 25 *мггц*. Таким образом, сигнал, частота которого отличается от резонансной частоты контура на 12,5 *мггц*, ослабляется в 20 раз.

Так как зеркальный канал отличается по частоте от основного на две промежуточные частоты, то для ослабления зеркального канала на 26 *дб* (норма для приемника 1-го класса) промежуточную частоту следует выбирать не менее 6,25 *мггц*.

Выше мы исходили из равенства мощностей передатчиков полезного сигнала и зеркальной помехи. Однако на практике случается, когда мощность передатчика зеркальной помехи больше мощности принимаемого сигнала.

Так, при промежуточной частоте 6,25 *мггц* и частоте сигнала 64,75 *мггц* частота зеркальной помехи равна 77,25 *мггц*, что соответствует рабочей частоте видеопередатчика третьего телевизионного канала, мощность которого может в 2—4 раза превышать мощность стандартного ЧМ

передатчика. Следовательно, для большего ослабления зеркальной помехи значение промежуточной частоты следует выбирать выше 6,25 *мггц*.

При принятом у нас значении промежуточной частоты 8,4 *мггц* частота 77,25 *мггц* неопасна, так как она не попадает в зеркальный канал. Сигнал же с частотой 83,75 *мггц* (звукопередатчик третьего телевизионного канала) будет ослаблен анодным контуром каскада УВЧ в 25 раз. С учетом дополнительной избирательности входного контура это ослабление может достигать 50, что обеспечивает значительное превышение избирательности по зеркальному каналу против нормы для приемника 1-го класса.

При промежуточной частоте 8,4 *мггц* имеется вполне достаточный запас устойчивости усиления для пентодов как металлической, так и пальчиковой серии и обеспечивается стабильность резонансной кривой УПЧ.

Выбор полосы пропускания. С точки зрения обеспечения достаточно высокой избирательности по соседнему каналу в УПЧ необходимо применять полосовые фильтры, состоящие из двух связанных между собой контуров.

По конструктивным и схемным соображениям в радиовещательных приемниках с УКВ диапазоном также наиболее целесообразно применение двухконтурных полосовых фильтров. К тому же двухконтурные полосовые фильтры при одних и тех же изменениях емкостей обеспечивают по сравнению с одиночными контурами более устойчивую форму резонансной кривой.

При прохождении частотно-модулированных колебаний через резонансную систему возникают нелинейные искажения. В результате закон изменения частоты выходного напряжения системы будет отличаться от закона изменения частоты входного напряжения. Величина нелинейных искажений определяется формой и видом характеристики системы, причем чем больше нелинейность фазовой характеристики и чем у́же полоса пропускания системы, тем больше вносимые ею нелинейные искажения. Таким образом, полосу пропускания УПЧ надлежит выбирать исходя из допустимой величины нелинейных искажений.

Расчеты, подтверждаемые опытными данными, показывают, что для получения достаточно малых нелинейных искажений в тракте промежуточной частоты (1—2%) полоса пропускания должна быть не у́же 140—170 *кгц*. Приведенные цифры учитывают возможную нестабильность частоты гетеродина, равную в среднем 15—25 *кгц*, уменьшающую

действующую полосу пропускания приемника по промежуточной частоте.

Выбор емкости контуров полосовых фильтров. Емкость контуров полосовых фильтров УПЧ выбирается таким образом, чтобы обеспечить нужную устойчивость формы его резонансной кривой. Изменение формы резонансной кривой УПЧ обусловлено отклонением междуэлектродных емкостей ламп усилителя от их номинального значения.

В двухконтурных усилителях разброс междуэлектродных емкостей ламп приводит как к внутрикаскадной, так и междукаскадной расстройке резонансной системы усилителя. При этом междукаскадная расстройка приводит обычно к сужению полосы пропускания усилителя, а внутрикаскадная — к ее расширению. Опыт показывает, что нужно считаться только с внутрикаскадной расстройкой усилителя, так как междукаскадная расстройка оказывает на изменение формы резонансной кривой усилителя значительно меньшее влияние, чем внутрикаскадная. К тому же вероятность возникновения внутрикаскадной расстройки значительно больше, чем междукаскадной, так как обычно отклонение междуэлектродных емкостей ламп от их номинального значения имеет один и тот же знак, в то время как для возникновения значительной междукаскадной расстройки эти отклонения должны иметь противоположные знаки.

Практически для получения достаточно устойчивой формы резонансной кривой емкость контуров должна быть порядка 60—70 *пф*.

Особенности построения схемы УПЧ на УКВ диапазоне приемника. Для получения требуемой высокой чувствительности (10—30 *мкв*) приемники имеют на УКВ диапазоне от двух до трех каскадов усиления по промежуточной частоте.

Для обеспечения максимальной величины предельно устойчивого коэффициента усиления в УПЧ используют пентоды, обладающие большой крутизной и минимальным значением проходной емкости анод — сетка.

Коэффициент усиления каскада УПЧ, построенного на пентодах с полосовым фильтром в его анодной цепи, рассчитывается по формуле

$$K_{пр} = 0{,}5S \cdot R_{пр}, \qquad (10)$$

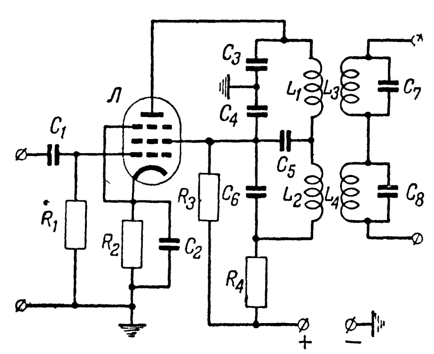
где S — крутизна характеристики пентода;

$R_{пр}$ — резонансное сопротивление контура промежуточной частоты.

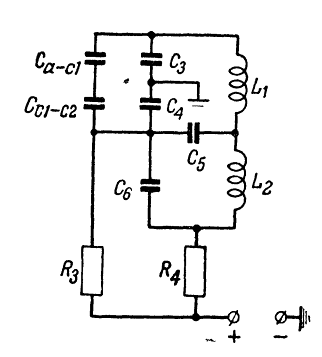
Эта формула справедлива при одинаковых контурах полосового фильтра и критической связи между ними.

В ряде случаев для повышения устойчивости работы многокаскадного УПЧ применяют нейтрализацию проходной емкости анод-сетка пентода, наличие которой обусловливает обратную связь между анодной и сеточной цепями лампы.

На фиг. 36 приведена принципиальная, на фиг. 37 — эквивалентная схема каскада УПЧ с нейтрализацией. Здесь верхний (по схеме) контур является контуром полосового фильтра УКВ ЧМ тракта, а нижний — полосового фильтра АМ тракта. Использование одной и той же лампы *Л* для усиления промежуточной частоты как ЧМ, так и АМ трак-



Фиг. 36. Принципиальная схема каскада УПЧ с нейтрализацией.



Фиг. 37. Эквивалентная схема каскада УПЧ с нейтрализацией.

тов при последовательном соединении обоих полосовых фильтров возможно вследствие большой разницы между величинами промежуточных частот (АМ тракт — 465 *кгц*, ЧМ тракт— 8,4 *мггц*). Такое включение фильтров весьма облегчает построение схемы приемника, так как исключает необходимость какой-либо коммутации контуров.

Плечи моста, служащего для нейтрализации вредного влияния емкости анод-сетка лампы, образованы конденсаторами C_3C_4, междуэлектродными емкостями анод — управляющая сетка $C_{a\text{-}c1}$ и управляющая сетка — экранная сетка $C_{c1\text{-}c2}$ (фиг. 37).

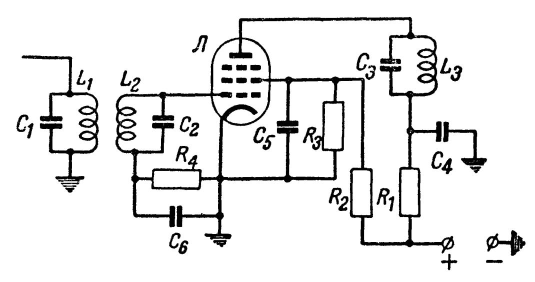
Условие равновесия моста выражается равенством

$$C_{a\text{-}c1} \cdot C_4 = C_{c1\text{-}c2} \cdot C_3. \tag{11}$$

При выполнении этого условия напряжение на катушке L_1 не вызывает тока на участке сетка — катод лампы и, сле-

довательно, обратная связь между анодной и сеточной цепями будет устранена.

В схемах современных радиовещательных приемников с УКВ диапазоном после УПЧ чаще всего используется детектор отношений, который наряду с функцией частотного детектора выполняет и функцию ограничителя, подавляющего паразитную амплитудную модуляцию сигнала помехой, чем и обеспечивается помехоустойчивость приема. Недостатком этого детектора является его критичность регулировки, из-за чего трудно получить качественное подавление паразитной амплитудной модуляции. Однако помехоустойчивость приема является одним из основных качествен-



Фиг. 38. Принципиальная схема каскада УПЧ, позволяющего устранить прослушивание шорохов и тресков при отсутствии сигнала на его входе.

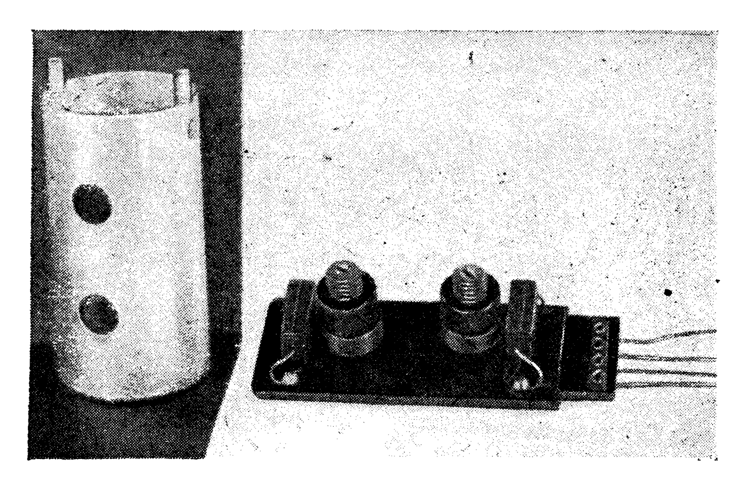
ных показателей приемника, снижение которого является недопустимым. Поэтому в ряде современных приемников для повышения их помехоустойчивости один или два каскада УПЧ ставят в режим ограничения. При наличии трех каскадов усиления и применении пентодов с большой крутизной уменьшение усиления, обусловленное работой ламп в режиме ограничения, является допустимым.

В приемниках с высокой чувствительностью при отсутствии сигнала на входе на выходе прослушиваются шорохи и трески, обусловленные внутренними шумами. Для устранения этого были предложены специальные схемы, одна из которых показана на фиг. 38.

При отсутствии сигнала потенциал анода лампы *Л* каскада УПЧ значительно ниже потенциала экранной сетки. Такой режим достигается включением в анодную цепь очень большого сопротивления R_1 (несколько сот килоом) и соответствующим подбором сопротивлений R_2 и R_3. В ре-

зультате лампа не усиливает, чем и достигается отсутствие шумов на выходе приемника.

При наличии же сигнала на управляющую сетку лампы подается отрицательное смещение, возникающее на сопротивлении утечки сетки R_4 за счет постоянной составляющей сеточного тока. Благодаря этому уменьшаются анодный ток лампы и падение напряжения на анодном сопротивлении, а анодное напряжение лампы увеличивается и становится больше экранного, что обеспечивает нормальную работу усилителя.



Фиг. 39. Конструкция полосового фильтра промежуточной частоты.

Для получения эффективного ограничения при достаточно малом уровне входного напряжения в такого рода схемах рекомендуется применять лампы, обладающие большой крутизной и короткой характеристикой.

На фиг. 39 показана конструкция полосового фильтра промежуточной частоты УКВ диапазона. Фильтр смонтирован на гетинаксовой пластине, помещаемой в алюминиевый экран. Катушки контуров настраиваются на резонансную частоту карбонильными сердечниками.

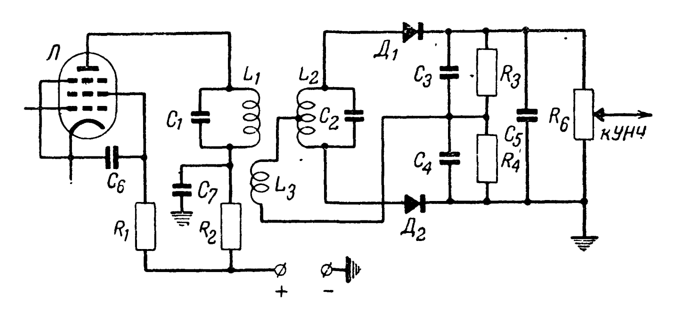
ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Частотный детектор является основным элементом приемника частотно-модулированных сигналов. Он служит для преобразования подводимого к нему колебания, модулиро-

ванного по частоте, в звуковое напряжение, изменяющееся в соответствии с модуляцией сигнала.

К такому детектору предъявляются следующие основные требования:

1. **Линейность детекторной характеристики** при широких изменениях частоты, обеспечивающая неискаженное детектирование при максимальной девиации частоты, соответствующей 100% модуляции. Под детекторной характеристикой частотного детектора понимается зависимость величины выходного напряжения детектора от девиации частоты его входного напряжения. Девиацией частоты называется максимальное отклонение частоты от ее первоначального значения, соответствующего отсутствию модуляции.



Фиг. 40. Принципиальная схема дискриминатора.

2. **Высокий коэффициент усиления.** Под коэффициентом усиления частотного детектора понимается отношение звукового напряжения на выходе частотного детектора к частотно-модулированному напряжению, подаваемому на его вход.

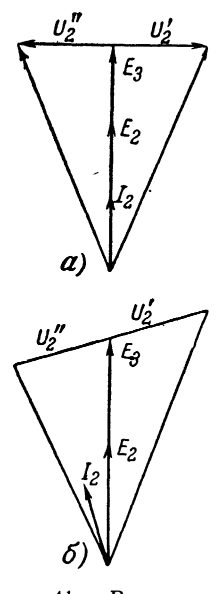
3. **Максимальное подавление паразитной амплитудной модуляции.** Подавление паразитной амплитудной модуляции частотным детектором выражается в том, что изменение амплитуды сигнала на входе детектора не вызывает появления соответствующего звукового напряжения на его выходе.

4. **Высокая чувствительность детектора.** Под чувствительностью частотного детектора понимается его способность обеспечивать работу с высокими коэффициентом усиления и подавлением паразитной амплитудной модуляции при малом уровне сигнала на входе детектора.

Дискриминатор. До последних лет наиболее распространенным типом частотного детектора был дискриминатор, схема которого (совместно с последним каскадом УПЧ)

изображена на фиг. 40. Рассмотрим принцип работы дискриминатора.

Усиленное напряжение сигнала промежуточной частоты, снимаемое с контура L_2C_2 и катушки L_3, связанных с анодным контуром L_1C_1, выпрямляется диодами $Д_1$ и $Д_2$, в качестве которых могут быть использованы либо двойной ламповый диод, либо германиевые диоды типа ДГ-Ц.



Фиг. 41. Векторная диаграмма дискриминатора.

а—при точной настройке контуров в резонанс; б — при изменении частоты относительно ее резонансного значения.

Оба контура (анодный L_1C_1 и вторичный L_2C_2) настраивают в резонанс на промежуточную частоту при отсутствии модуляции. Электродвижущая сила (э. д. с.) E_2, индуктируемая в катушке L_2, совпадает по фазе с э. д. с. E_3, индуктируемой в катушке L_3. На резонансной частоте ток I_2 в контуре L_2C_2 будет совпадать по фазе с э. д. с. E_2. Напряжение же U_2', действующее на первой половине катушки L_2, отстает от тока на угол 90°.

Как следует непосредственно из схемы, на анод первого диода подается э. д. с., равная геометрической сумме E_3 и U_2', а на анод второго диода — э. д. с., равная геометрической сумме E_3 и U_2'', причем напряжение U_2'', действующее на второй половине катушки L_2, противоположно по фазе напряжению U_2' (фиг. 41,*а*).

При полной симметрии схемы обе подаваемые на аноды диодов э. д. с. будут равны и, следовательно, выпрямленные напряжения одинаковы. Так как токи, протекающие через нагрузочные сопротивления R_3 и R_4, будут равны по величине и противоположны по знаку, то суммарное выпрямленное напряжение будет равно нулю.

При изменении частоты сигнала реактивное сопротивление вторичного контура будет отлично от нуля, вследствие чего ток во вторичном контуре I_2 не будет совпадать по фазе с э. д. с. E_2. Напряжения же U_2' и U_2'' будут

попрежнему сдвинуты по фазе относительно тока I_2 на угол 90° (фиг. 41,*б*).

В результате этого подводимая к первому диоду э. д. с. увеличится (увеличится и выпрямленное им напряжение), а подводимая ко второму диоду э. д. с. уменьшится (соответственно уменьшится и напряжение, выпрямленное вторым диодом). В конечном итоге суммарное напряжение, выделяющееся на конденсаторе C_5 и равное разности выпрямленных напряжений, не будет равно нулю.

При перемене знака приращения частоты э. д. с., подводимая ко второму диоду, будет больше э. д. с., подводимой к первому диоду. Благодаря этому суммарное напряжение, выделяющееся на конденсаторе C_5, также переменит свой знак. При частотной модуляции напряжение, снимаемое с конденсатора C_5, будет изменяться в соответствии с низкочастотным напряжением, управляющим колебаниями частоты передатчика.

Достоинствами дискриминатора являются высокий коэффициент усиления, а также некритичность регулировки для получения достаточно широкого линейного участка детекторной характеристики.

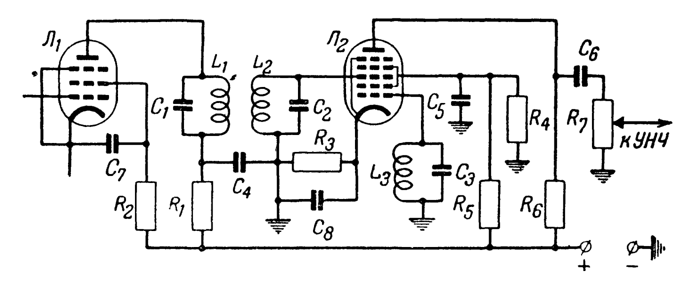
Однако дискриминатор реагирует не только на частотные, но и на амплитудные изменения входного сигнала. Поэтому для обеспечения помехоустойчивого приема подводимые к дискриминатору сигналы приходится предварительно ограничивать по амплитуде.

Опыт показывает, что для эффективного подавления паразитной амплитудной модуляции сигнала помехой уровень сигнала, подводимый к ограничителю, должен быть не менее 1—2 *в*. Это приводит к необходимости значительного усиления принимаемых сигналов до ограничителя, что вызывает увеличение числа ламп и габаритов, а следовательно, и стоимости приемника. По этой причине дискриминатор в современных радиовещательных приемниках применяется крайне редко.

Фазовый детектор. В качестве фазового детектора используются многосеточные лампы, анодный ток которых изменяется в зависимости от потенциалов, действующих на управляющих сетках ламп. При подаче на сетки лампы напряжения одной и той же частоты среднее значение ее анодного тока будет изменяться в зависимости от величины фазового сдвига между напряжениями, действующими на сетках ламп.

Максимальное значение анодного тока будет иметь место при нулевом фазовом сдвиге между управлющими напряжениями, а минимальное — при фазовом сдвиге в 180°. При фазовом сдвиге в 90° анодный ток будет иметь некоторое промежуточное значение.

На фиг. 42 приведена принципиальная схема фазового детектора, построенного на гептоде $Л_2$ (6Л7). В анодную цепь лампы $Л_1$ последнего каскада УПЧ включен полосовой фильтр $L_1C_1L_2C_2$, напряжение с которого подается на третью сетку гептода $Л_2$. В цепь первой сети лампы $Л_2$ включен так называемый квадратурный контур L_3C_3, настраиваемый на промежуточную частоту (при отсутствии модуляции).



Фиг. 42. Принципиальная схема фазового детектора, построенного на гептоде.

При подаче на третью сетку напряжения сигнала электронный поток лампы $Л_2$ изменяется с частотой управляющего напряжения. Благодаря наличию емкости между пространственным зарядом и первой сеткой лампы колебания той же частоты наводятся в квадратурном контуре, включенном в цепь первой сетки. Фазовый сдвиг между колебаниями на резонансной частоте квадратурного контура равен 90°. При изменении частоты возбуждающего напряжения фазовый сдвиг между колебаниями изменяется в некоторых пределах вокруг среднего значения (равного 90°). Благодаря этому при подаче на третью сетку лампы $Л_2$ частотно-модулированного напряжения среднее значение анодного тока гептода изменяется в соответствии с изменением частоты управляющего напряжения и, следовательно, при включении в анодную цепь лампы низкочастотной нагрузки на ней будет выделяться напряжение звуковой частоты.

Для того чтобы детектирование частотно-модулированного сигнала не сопровождалось нелинейными искажениями,

необходима линейная зависимость между приращением частоты сигнального напряжения и приращением фазы напряжения, действующего на квадратурном контуре. Для получения линейной фазовой характеристики при значительной девиации частоты добротность квадратурного контура должна быть не слишком высокой. Однако чрезмерное уменьшение добротности квадратурного контура приводит к снижению коэффициента усиления детектора. Практически для получения малых нелинейных искажений (1—2%) при максимальной девиации частоты ($\Delta f = 50$ *кгц*) конструктивная добротность квадратурного контура должна быть порядка 100.

Достоинствами фазового детектора являются простота его схемы, некритичность регулировки и высокий коэффициент усиления. Однако в современных приемниках высокий коэффициент усиления фазового детектора не может быть практически использован, так как усилитель низкой частоты приемника, рассчитанный для воспроизведения граммофонной записи, строится весьма чувствительным (0,15—0,25 *в*), и значительное низкочастотное напряжение, получаемое на выходе фазового детектора и возбуждающее усилитель низкой частоты, получается излишним.

Недостатками фазового детектора являются его относительно низкая чувствительность и отсутствие эффективного подавления паразитной амплитудной модуляции, благодаря чему в современных приемниках фазовый детектор почти не применяется.

Детектор отношений. В подавляющем большинстве современных радиовещательных приемников с УКВ диапазоном в качестве частотного детектора используется детектор отношений (дробный детектор), обладающий следующими достоинствами:

1) возможностью получения широкого линейного участка детекторной характеристики, что исключает внесение нелинейных искажений системой частотного детектора;

2) значительным коэффициентом усиления;

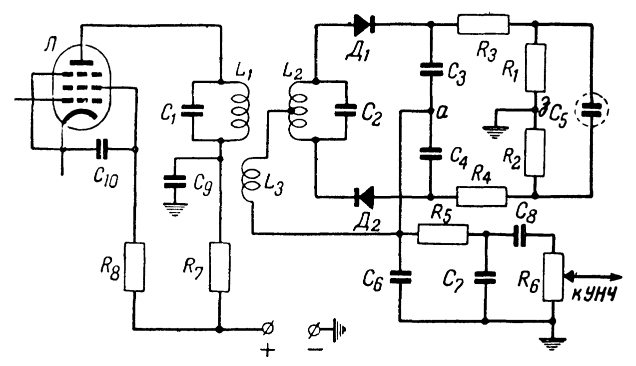
3) возможностью обеспечения эффективного подавления паразитной амплитудной модуляции без использования предварительного ограничения амплитуды подводимых к детектору сигналов;

4) высокой чувствительностью, позволяющей получить требуемые качественные показатели при малых входных уровнях на сетке ведущей лампы (лампы последнего кас-

када УПЧ), что обсуловливается отсутствием в системе частотного детектора ограничителя амплитуды.

На фиг. 43 показан наиболее распространенный вариант (симметричный) схемы детектора отношений.

Возможность подавления амплитудной модуляции (при правильном подборе параметров схемы детектора отношений) обеспечивается изменением величины входного сопротивления детектора при изменении амплитуды подводимых к нему сигналов. Изменение входного сопротивления детектора обусловлено подключением конденсатора большой емкости C_5 (несколько микрофарад) параллельно нагрузочным сопротивлениям R_1 и R_2.



Фиг. 43. Принципиальная схема симметричного детектора отношений.

При увеличении уровня входного сигнала выпрямленный ток, протекающий через диоды $Д_1$ и $Д_2$, увеличивается и бо́льшая его часть протекает через конденсатор C_5, не вызывая при этом (благодаря большой его емкости) увеличения напряжения на сопротивлениях нагрузки. Таким образом, при увеличении аплитуды сигнала входное сопротивление детектора уменьшается, увеличивается вносимое им в контуры полосового фильтра ведущей лампы $Л$ сопротивление, в результате чего эквивалентное затухание фильтра (с учетом вносимого в него сопротивления) возрастает. Увеличение затухания фильтра приводит к падению амплитуды напряжения, подводимого к детектору.

Наоборот, при уменьшении амплитуды сигнала входное сопротивление детектора увеличивается, вносимое в контуры фильтра сопротивление уменьшается, и следовательно, эквивалентное затухание фильтра также уменьшается. Последнее

приводит к росту амплитуды напряжения, подводимого к детектору.

Следовательно, в соответствии с изменением амплитуды сигнала изменяется и эквивалентное затухание фильтра. Это приводит к выравниванию амплитуды подводимого к детектору напряжения вокруг некоторого среднего значения и делает, таким образом, детектор отношений способным подавлять амплитудную модуляцию.

Поскольку в приемниках частотно-модулированных сигналов с детектором отношений надобность в специальном ограничителе амплитуды отпадает, усиление сигналов до детектора может быть небольшим. Опыт показывает, что детектор отношений работает вполне удовлетворительно при напряжении 0,05—0,1 *в* на управляющей сетке ведущей лампы (лампы последнего каскада УПЧ).

Как видно из фиг. 43, схема детектора отношений отличается от схемы дискриминатора (фиг. 40) включением диодов $Д_1$ и $Д_2$, при котором оба диода обтекаются одной и той же постоянной составляющей анодного тока и подключением параллельно нагрузочным сопротивлениям R_1 и R_2 конденсатора C_5 весьма значительной емкости (несколько микрофарад), благодаря чему напряжение на нагрузочных сопротивлениях при быстрых колебаниях остается по величине без изменения. Следовательно, сумма напряжений, действующих на конденсаторах C_3 и C_4, при изменении частоты сигнала не меняется, а меняется лишь отношение этих напряжений. Поэтому данный детектор и носит название детектора отношений.

Фазовые соотношения между напряжениями, подводимыми к диодам детектора отношений, совершенно такие же, как и в дискриминаторе.

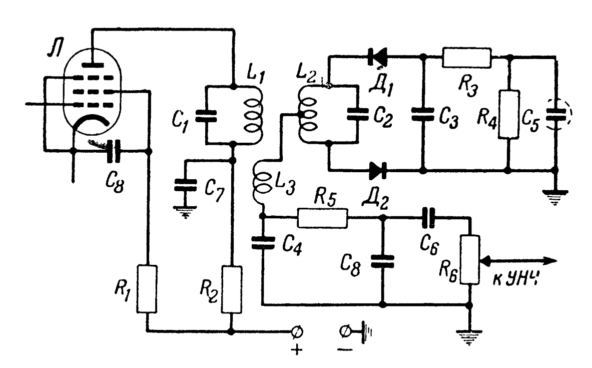
На несущей частоте при наличии полной симметрии схемы подводимые к диодам напряжения будут одинаковыми, постоянные составляющие токов будут равны и цепь тока будет замыкаться через катушку L_2, диоды и нагрузочные сопротивления.

При изменении частоты напряжения, подводимые к диодам, из-за фазовых соотношений между напряжениями, действующими на катушках L_2 и L_3, будут меняться. Благодаря этому потенциал точки *а* относительно земли (точка *з*) будет меняться в соответствии с изменением частоты сигнала. Так как это изменение происходит со звуковой частотой, то между точками *а* и *з* (на конденсаторе C_6) будет действо-

вать низкочастотное напряжение, используемое для последующего усиления.

На фиг. 44 приведена принципиальная схема несимметричного детектора отношений. В отличие от рассмотренной (симметричной) схемы здесь заземлен один из катодов диода, а не средняя точка нагрузочных сопротивлений (как в симметричной схеме), что позволяет сократить число деталей. Качественные показатели несимметричного детектора такие же, как и у симметричного.

Рассмотрим вопрос выбора оптимальных параметров схемы, обеспечивающих высокие качественные показатели детектора отношений.



Фиг. 44. Принципиальная схема несимметричного детектора отношений.

Чтобы предотвратить нелинейные искажения при детектировании сигналов с максимальной девиацией частоты, соответствующей 100% модуляции ($\Delta f = 50$ *кгц*), ширина линейного участка детекторной характеристики должна быть порядка 150—180 *кгц*. Такой сравнительно большой запас необходим для того, чтобы обеспечить неискаженное детектирование даже при некотором сдвиге исходной рабочей точки с середины прямолинейного участка детекторной характеристики.

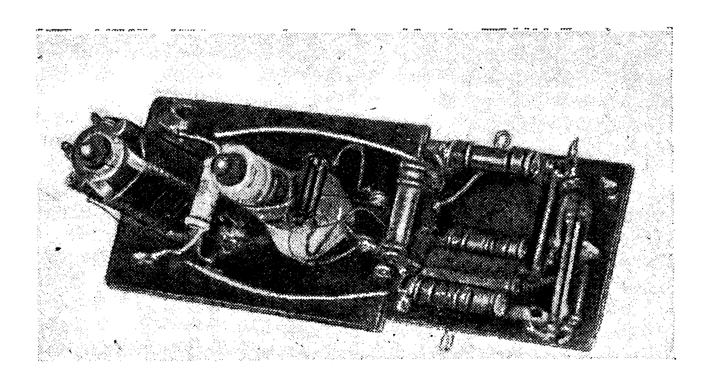
Для получения линейного участка детекторной характеристики, равного 150—180 *кгц*, действующая добротность вторичного контура детектора отношений должна быть 25—30. При этом конструктивная добротность вторичного контура берется порядка 100—120. От соотношения между конструктивной и действующей добротностями вторичного контура зависит эффект подавления паразитной амплитудной

модуляции, причем для обеспечения достаточной величины ослабления паразитной амплитудной модуляции (26—30 *дб* в полосе ± 50 *кгц*) это соотношение должно быть не менее 4.

Для повышения коэффициента усиления системы ведущая лампа — детектор отношений конструктивная добротность первичного контура детектора должна быть порядка 80—100. Коэффициент усиления этой системы при максимальной девиации частоты, равной 50 *кгц*, может быть рассчитан по приближенной формуле

$$K_{Е\text{-}Д} = 0{,}04 S \cdot \rho_1 \cdot Q, \qquad (12)$$

где S — крутизна характеристики ведущей лампы;
ρ_1 — волновое сопротивление первичного контура;
Q — эквивалентная добротность, равная среднегеометрической действующей добротности обоих контуров.



Фиг. 45. Конструкция полосового фильтра детектора отношений.

Низкая действующая добротность обоих контуров детектора отношений позволяет применять в них значительно меньшие емкости (15—30 *пф*), чем в каскадах УПЧ, без опасения ухудшения устойчивости резонансной кривой фильтра детектора.

Для получения качественного подавления паразитной амплитудной модуляции (26—30 *дб*) напряжение промежуточной частоты на сетке ведущей лампы (пентода с крутизной 4—5 *ма/в*) должно быть порядка 0,05—0,1 *в*. Для повышения подавления паразитной амплитудной модуляции в одно из плеч детектора отношений, а в ряде случаев даже

в оба плеча включаются балансные сопротивления в 1—3 *ком* (R_3 и R_4 на фиг. 43 и R_3 на фиг. 44).

На фиг. 45 показана конструкция полосового фильтра детектора отношений. Катушка L_2 вторичного контура для повышения ее добротности намотана на ребристом полистироловом каркасе, а катушка L_1 первичного контура — на цилиндрическом каркасе. Для увеличения магнитной связи между катушками L_1 и L_3 последняя наматывается непосредственно на катушку L_1.

Часть пластины, на которой помещены катушки и конденсаторы контуров, вставляется в алюминиевый экран. На другой части пластины монтируются детали детектора (нагрузочные и балансные сопротивления и т. д.).

Используемые в качестве вентилей детектора германиевые диоды типа ДГ-Ц смонтированы на обратной стороне гетинаксовой пластины.

ПРИМЕРЫ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ УКВ ТРАКТА РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Пример 1. Построить схему УКВ тракта радиовещательного приемника 1-го класса, удовлетворяющего следующим требованиям: чувствительность 10 *мкв*, избирательность по зеркальному каналу 30 *дб*, избирательность по соседнему каналу 40 *дб*.

Опыт и расчеты показывают, что для обеспечения избирательности по зеркальному каналу 30 *дб* с достаточным производственным запасом (6—8 *дб*) необходимо по принимаемой частоте иметь два настраиваемых контура (входной контур и анодный контур каскада УВЧ). В связи с этим в высокочастотном блоке (УВЧ и преобразователь частоты) целесообразно использовать пентоды с высоким входным сопротивлением (например, типа 6Ж1П).

В качестве элемента настройки УКВ контуров в приемнике 1-го класса целесообразно применить агрегат переменных индуктивностей, который при рациональной конструкции обеспечивает минимальное просачивание гетеродинного напряжения на вход приемника. Кроме того, изготовление строенного агрегата переменных индуктивностей (для настройки входного контура, анодного контура каскада УВЧ и гетеродинного контура) значительно проще, чем строенного агрегата конденсаторов переменной емкости.

Выбираем схему односеточного гетеродинного преобразователя с емкостным делителем в сеточной цепи и гетеродином с емкостной обратной связью. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя и односеточного гетеродинного преобразователя, приведена на фиг. 8.

Для получения требуемой избирательности по соседнему каналу (40 *дб*) необходимо иметь три каскада УПЧ. Это позволит, кроме того, обеспечить заданную чувствительность со значительным производственным запасом. В первом каскаде УПЧ целесообразно использовать гептодную часть лампы типа 6И1П, во втором и третьем — пентоды типа 6К4П.

В качестве частотного детектора выберем детектор отношений с двойным диодом типа 6Х2П.

Рассчитаем ориентировочно чувствительность приемника на УКВ диапазоне.

1. В качестве УКВ антенны используем шлейфвибратор со входным сопротивлением $R_A = 300$ *ом*. Входное сопротивление пентода типа 6Ж1П на средней частоте УКВ диапазона (70 *мггц*) $R_{вх} = 1\,500$ *ом*. При этом коэффициент передачи входной цепи

$$K_{вх} = 0,5\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}} = 0,5\sqrt{\frac{1\,500}{300}} = 1,12.$$

2. У пентода типа 6Ж1П крутизна характеристики $S = 5,2$ *ма/в* $= 0,0052$ *а/в*. Входное сопротивление преобразователя $r = 1\,500$ *ом*. Действующую добротность анодного контура Q при оптимальной связи с преобразователем полагаем равной 75. Волновое сопротивление контура $\rho = 115$ *ом* ($C = 20$ *пф*). Тогда $R = \rho \cdot Q = 115 \cdot 75 = 8\,600$ *ом*. В этом случае коэффициент усиления каскада УВЧ при оптимальной связи с преобразователем

$$K_{УВЧ} = 0,5S\sqrt{r \cdot R} = 0,5 \cdot 0,0052\sqrt{1\,500 \cdot 8\,600} = 9,35.$$

3. Для получения высокой устойчивости формы резонансной кривой УПЧ емкость C контуров полосовых фильтров выбираем равной 75 *пф*. Для обеспечения требуемой для приемников 1-го класса полосы пропускания УПЧ (170 *кгц*) действующую добротность Q контуров УПЧ принимаем равной 65. Тогда

$$R_{пр} = \frac{Q}{\omega C} = \frac{65}{6,28 \cdot 8,4 \cdot 10^6 \cdot 75 \cdot 10^{-12}} = 16\,400 \text{ ом}.$$

При этом коэффициент усиления преобразователя

$$K_п = 0,12S \cdot R_{пр} = 0,12 \cdot 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 16,4 \cdot 10^3 = 10,2.$$

4. У триод-гептода типа 6И1П крутизна характеристики гептодной части $S = 2,1$ *ма/в*. Поэтому коэффициент усиления первого каскада УПЧ

$$K_{УПЧ1} = 0,5S \cdot R_{пр} = 0,5 \cdot 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot 16,4 \cdot 10^3 = 17,2.$$

5. У пентода типа 6К4П крутизна характеристики $S = 4,4$ *ма/в*. Поэтому коэффициент усиления второго каскада УПЧ

$$K_{УПЧ2} = 0,5S \cdot R_{пр} = 0,5 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 16,4 \cdot 10^3 = 36.$$

6. Емкость первого контура в анодной цепи ведущей лампы выбираем равной 25 *пф* ($\rho_1 = 765$ *ом*). Эквивалентную добротность фильтра, включенного в анодную цепь ведущей лампы, полагаем равной 30. При этом коэффициент усиления системы ведущая лампа — детектор отношений

$$K_{В\text{-}Д} = 0,04S \cdot \rho_1 \cdot Q = 0,04 \cdot 4,4 \cdot 10^{-3} \cdot 765 \cdot 30 = 4.$$

7. Для качественного подавления паразитной амплитудной модуляции, необходимого для приемника 1-го класса, напряжение промежуточной частоты на сетке ведущей лампы должно быть порядка 0,1 *в*. Следовательно, для обеспечения чувствительности приемника,

равной 10 *мкв*, коэффициент усиления ЧМ тракта до сетки ведущей лампы должен быть не менее 100 000/10 = 10 000.

Рассчитаем коэффициент усиления до сетки ведущей лампы:

$$K_{вх} \cdot K_{УВЧ} \cdot K_п \cdot K_{УПЧ1} \cdot K_{УПЧ2} = 1{,}12 \cdot 9{,}35 \cdot 10{,}2 \cdot 17{,}2 \cdot 36 = 66\,100.$$

Полученное превышение по усилению позволяет обеспечить заданную чувствительность с большим запасом.

Пример 2. Построить схему УКВ тракта радиовещательного приемника 2-го класса, удовлетворяющего следующим требованиям: чувствительность 30 *мкв*, избирательность по зеркальному каналу 20 *дб*, избирательность по соседнему каналу 30 *дб*.

Для обеспечения избирательности по зеркальному каналу (20 *дб*) в приемнике достаточно иметь один настраиваемый контур по принимаемой частоте (анодный контур каскада УВЧ). Это позволяет применять в каскаде УВЧ триод и весь высокочастотный блок построить наиболее экономично на двойном триоде, в частности на высокочастотном двойном триоде типа 6Н3П.

Выбираем схему односеточного гетеродинного преобразователя частоты с индуктивным делителем в сеточной цепи. Принципиальная схема высокочастотного блока, состоящего из усилителя с заземленной сеткой и односеточного гетеродинного преобразователя, приведена на фиг. 16.

Для обеспечения заданных чувствительности и избирательности по соседнему каналу достаточно двух каскадов УПЧ. С целью упрощения коммутации приемника АМ смеситель для усиления промежуточной частоты не используем и в обоих каскадах УПЧ применяем пентоды типа 6К4П.

Детектор отношений строим на двух германиевых диодах типа ДГ-Ц8.

1. В качестве УКВ антенны используем шлейфвибратор с $R_A = 300$ *ом*. У двойного триода 6Н3П крутизна характеристики $S=5$ *ма/в*. При этом входное сопротивление усилителя с заземленной сеткой $R_{вх} = \frac{1{,}75}{S} = \frac{1{,}75}{5 \cdot 10^{-3}} = 350$ *ом*. Тогда коэффициент передачи входной цепи

$$K_{вх} = 0{,}5\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_A}} = 0{,}5\sqrt{\frac{350}{300}} = 0{,}54.$$

2. На частоте 70 *мггц* входное сопротивление преобразователя $r = 2\,500$ *ом*. У двойного триода 6Н3П коэффициент усиления $\mu = 40$, а внутреннее сопротивление $R_i = 8\,000$ *ом*. При этом коэффициент усиления каскада УВЧ (при оптимальной связи с преобразователем)

$$K_{УВЧ} = \frac{\mu + 1}{2}\sqrt{\frac{r}{R_i}} = \frac{40+1}{2}\sqrt{\frac{2\,500}{8\,000}} = 11{,}5.$$

3. При наличии двух каскадов УПЧ действующая добротность его контуров для обеспечения требуемой для приемника 2-го класса полосы пропускания (140—150 *кгц*) должна быть равна примерно 80. Емкость контуров выбираем равной 60 *пф*. Тогда

$$R_{пр} = \frac{Q}{\omega C} = \frac{80}{6{,}28 \cdot 8{,}4 \cdot 10^6 \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = 25\,400 \text{ ом}.$$

Внутреннее сопротивление триода в режиме преобразования частоты $R_{in} \approx 2R_i = 2 \cdot 8\,000 = 16\,000$ *ом*. При этом коэффициент усиления преобразователя

$$K_n = 0{,}12S \sqrt{\frac{R_{np}^2 \cdot R_{in}}{R_{np} + R_{in}}} = 0{,}12 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{25\,400^2 \cdot 16\,000}{25\,400 + 16\,000}} = 9{,}5.$$

Опыт показывает, что за счет перекомпенсации коэффициент усиления преобразователя может быть повышен в 1,5 раза по сравнению с его значением при наличии баланса. Поэтому принимаем коэффициент усиления преобразователя $K_n = 14$.

4. У пентода 6К4П крутизна характеристики $S = 4{,}4$ *ма/в*. При этом коэффициент усиления первого каскада УПЧ

$$K_{УПЧ1} = 0{,}5S \cdot R_{np} = 0{,}5 \cdot 4{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 25\,400 = 56.$$

5. Параметры полосового фильтра, находящегося в анодной цепи ведущей лампы, выбираем такими же, как и в предыдущем примере. Поэтому коэффициент усиления системы ведущая лампа — детектор отношений будет равен 4.

6. В приемнике 2-го класса требования к подавлению паразитной амплитудной модуляции ниже, чем в приемнике 1-го класса. В связи с этим напряжение промежуточной частоты на сетке ведущей лампы может быть в 2 раза ниже, чем в приемнике 1-го класса, т. е. 0,05 *в*. Для обеспечения чувствительности приемника, равной 30 *мкв*, коэффициент усиления всего тракта до сетки ведущей лампы должен быть не менее 50 000/30 = 1 670.

Рассчитаем коэффициент усиления всего тракта:

$$K_{вх} \cdot K_{УВЧ} \cdot K_n \cdot K_{УПЧ1} = 0{,}54 \cdot 11{,}5 \cdot 14 \cdot 56 = 4\,870.$$

Имеющийся почти трехкратный запас по усилению является вполне достаточным.

ЛИТЕРАТУРА

С. В. Новаковский и Г. П. Самойлов, Техника частотной модуляции в радиовещании. Госэнергоиздат, 1952.

А. А. Куликовский, Новое в технике любительского радиоприема. Госэнергоиздат. 1954.

Г. Г. Костанди, Самодельные ультракоротковолновые приставки и приемники. Госэнергоиздат, 1955.

И. И. Левенстерн, Расчет высокочастотных каскадов УКВ приемника. „Радио“, 1955, № 9 (вкладка).



СОДЕРЖАНИЕ

Цена 1 р. 50 к.